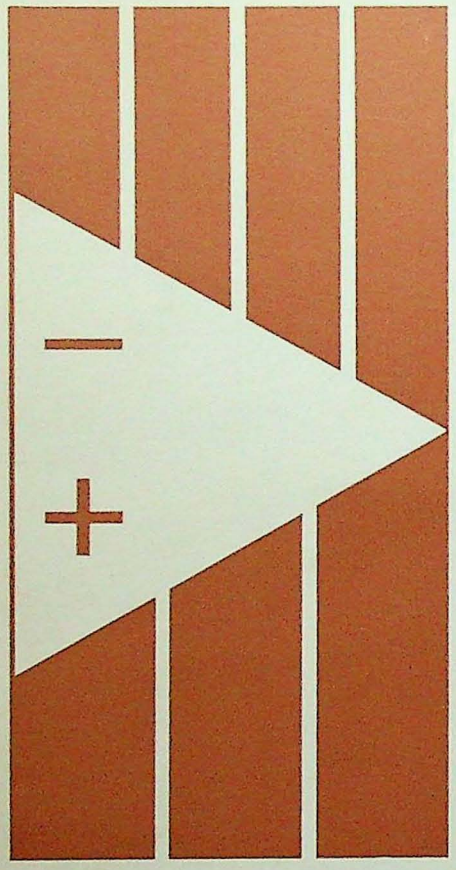


TOPP

Buchreihe Elektronik 66

Klaus Wilk

Rechenverstärker

TOPP

Reihe Elektronik 66

Klaus Wilk

Rechenverstärker

Eine Einführung

Verlag Frech Stuttgart-Botnang

© 1971
Verlag und Druckerei M. Frech Stuttgart-Botnang
Druck: Frech, Stuttgart-Botnang

Wissenschaftliche Assistenz
O. Kilgenstein

Inhalt

Einleitung 7
Idealer und realer Rechenverstärker 8
Ein- und Ausgangseigenschaften 10
Verstärkung 12
Frequenzverhalten 14
Stabilisierung 16
Stromversorgung 18
Beschaltung 20
Invertierender Verstärker 22
Nichtinvertierender Verstärker 26
Verstärker mit potentialfreiem Eingang 28
Verstärkungseinstellung 30
Kompensation der Eingangsoffsetspannung 32
Nachsetzleistungsverstärker 34
Spannung-Strom-Umsetzer 36
Impedanzwandler 40
Konstantspannungs- und Konstantstromquelle 41
Addierer, Subtrahierer 42
Integrator 46
Differentiator 48
Funktionsgeber mit Dioden 50
Logarithmierer 52
Analogwertspeicher 54
Maximalwertspeicher 56
Einweggleichrichter 58
Polaritätstrenner 59
Doppelweggleichrichter 60
Multiplizierer 62
Dividierer 64
Wechselspannungsverstärker 68
Komparator 70
Astabile Kippstufe 74
Monostabile Kippstufe 75
Anhang 76

Einleitung

Der Rechenverstärker ist häufig besser unter dem Namen Operationsverstärker bekannt, der dem englischen Wort „operational amplifier" entstammt. Das weist darauf hin, daß er ursprunglich als Präzisionsverstärker in Analogrechnern zur Durchführung von Rechenoperationen verwendet wurde.
Inzwischen hat der Rechenverstärker — besonders wegen seines in den letzten Jahren gesunkenen Preises und des Überganges von Röhrenverstärkern zu den handlicheren Transistorverstärkern — Eingang in andere Anwendungsgebiete gefunden, die weniger hohe Ansprüche an den Verstärker stellen. Er ist zu einem viel verwendeten Bauteil elektronischer Geräte geworden.
Der Anwender ist nun weniger am inneren Aufbau des Verstärkers, als vielmehr an den Eigenschaften und Verwendungsmöglichkeiten interessiert.

Dieses Buch soll nach dem Abriß der wichtigsten Eigenschaften eine Auswahl von Schaltungen zeigen, die für die Verwendung von Rechenverstärkern kennzeichnend ist. Für den Leser, der sich praktisch mit Rechenverstärkerschaltungen vertraut machen möchte, sind Vorschläge für die Bauelementdimensionierung angegeben. Dabei sollte das zum verwendeten Verstärker gehörige Datenblatt beachtet werden. Die angegebenen Dimensionierungsbeispiele arbeiten grundsätzlich mit jedem Rechenverstärkertyp. Für praktische Versuche wird der integrierte Schaltkreis vom Typ 709 C empfohlen, der sehr preiswert ist (etwa DM 6,—) und gute Eigenschaften besitzt. Die wichtigsten Daten dieses Verstärkers sind im Anhang wiedergegeben.

Der Verfasser

1 Idealer und realer Rechenverstärker

Der Rechenverstärker ist ein Spannungsverstärker, der nicht als ein aus vielen Einzelelementen zusammengesetztes Gebilde zu betrachten ist, sondern der als eine Einheit mit anderen Bauelementen zu einer Schaltung bestimmter Eigenschaften zusammengefügt wird. Bei der Entwicklung und der Herstellung von Rechenverstärkern versucht man, möglichst nahe an die Eigenschaften des sogenannten idealen Rechenverstärkers heranzukommen. Man könnte dann Schaltungen aufbauen, die in ihrer Arbeitsweise ausschließlich von den Beschaltungselementen des Verstärkers bestimmt werden. Der Aufbau eines Gerätes wäre dann außerordentlich einfach, die Zeit für den Entwurf gegenüber Schaltungen, die aus Einzelelementen aufgebaut werden, stark verkürzt.

Hier sind die Eigenschaften zusammengestellt, die ein idealer Rechenverstärker besitzen würde:

Übersicht über die Eigenschaften eines idealen Rechenverstärkers

Verstärkung:	∞
Eingangsimpedanz:	∞
Ausgangsimpedanz:	0
Ableitwiderstand (bei Differenzverstärkern):	∞
Phasendrehung:	konstant 0 ° bzw. 180 °
Verzögerungszeit:	0
Abweichung vom O-Punkt	keine, d. h. 0 Volt am Ausgang für 0 Volt am Eingang

Es ist allerdings technisch nicht möglich, ideale Rechenverstärker aufzubauen. Abgesehen von Verstärkern für universelle Anwendung, werden solche mit besonderen Eigenschaften für bestimmte Einsatzzwecke hergestellt. Diese weisen z. B. einen besonders hohen Eingangswiderstand, große Ausgangsleistung oder geringe Temperaturdrift auf. Das erklärt auch die Vielzahl der am Markt befindlichen Typen. Allgemein kann man sagen, daß der Verstärker um so teurer wird, je mehr er die Eigenschaften des idealen Rechenverstärkers erreicht.

Von Sonderausführungen abgesehen, haben übliche und im folgenden zu behandelnde Transistor-Rechenverstärker einen Differenzeingang. Dieser besteht aus zwei etwa gleichwertigen Eingängen, von denen der eine das Eingangssignal am Ausgang in der Phasenlage um 180 ° gedreht und der andere das Signal in der Phase unverändert erscheinen laßt. Der invertierende (um 180 ° drehende) Eingang wird mit einem (—)-Zeichen, der nichtinvertierende Eingang mit einem (+)-Zeichen versehen.
In Bild 1.1 ist das Schaltzeichen eines Rechenverstärkers mit allen Anschlüssen wiedergegeben. Bei Schaltbildern, die die charakteristische Beschaltung zeigen sollen, werden Anschlüsse und Beschaltung von Kompensation und Versorgung jedoch nicht darstellt.

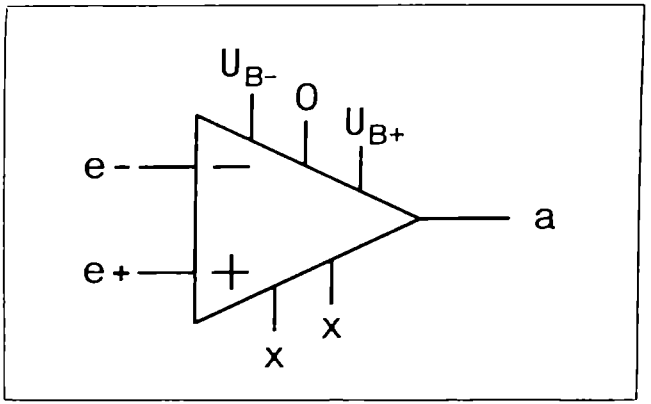


Bild 1.1 Rechenverstärker mit allen Anschlussen

zu Bild 1.1:

U_{B+}, U_{B-}:	positive und negative Betriebsspannung der Stromversorgung
e—, e+:	invertierender und nichtinvertierender Eingang des Verstärkers
a:	Ausgang des Verstärkers
x:	Anschlüsse für Frequenzkompensation und Nullpunkteinstellung

2 Ein- und Ausgangseigenschaften

Die weiteren Ausführungen beziehen sich auf den realen Rechenverstärker. Das vereinfachte Ersatzschaltbild (Bild 2.1) zeigt die wichtigsten Ein- und Ausgangsgrößen, sowie den Zusammenhang von Ein- und Ausgangsspannung, der durch die Verstärkung V_0 gegeben ist.

Eingangseigenschaften

Die Eingangsimpedanz wird bei 0 oder 5 Hz fur den nicht gegengekoppelten Verstärker angegeben. Dabei unterscheidet man folgende Größen: Differenz-Eingangswiderstand zwischen (+)- und (—)-Eingang, Gleichtakt-Eingangswiderstand, sowie die Kapazitätswerte vom nichtinvertierenden und invertierenden Eingang zum Bezugspunkt bzw. zwischen den Eingängen.

Die Eingangsfehlerspannung (Eingangsoffsetspannung) ist die Differenzspannung, der Eingangsfehlerstrom (Eingangsoffsetstrom), der Differenzstrom zwischen den Eingängen, der erforderlich ist, um am Verstärkerausgang 0 Volt zu erhalten.

Der in den Datenblättern angegebene Eingangsstrom (Biasstrom) ist der Mittelwert der Eingangsströme des invertierenden und des nichtinvertierenden Einganges für 0 Volt am Ausgang.

Die Eingangsspannungen werden in den Datenblättern als Grenzwerte angegeben, und zwar für die Differenz-Eingangsspannung und für die Gleichtaktspannung. Die maximale Differenz-Eingangsspannung ist die Spannung zwischen (+)-Eingang und (—)-Eingang, die angelegt werden darf, ohne daß der Verstärker beschädigt wird. Die maximale Gleichtaktspannung ist die Spannung, die zwischen den Eingängen des Verstärkers und dem Bezugspotential liegen darf, ohne die lineare Arbeitsweise des Verstärkers zu beeinträchtigen.

Ausgangseigenschaften

Wie die Eingangsgrößen, so weichen auch die Ausgangsgrößen eines realen Rechenverstärkers vom Idealzustand ab.
In den Datenblättern werden u. a. angegeben:
Ausgangsspannungsbereich (Spannungshub),
maximaler Ausgangsstrom und
Ausgangswiderstand.
Die relativ kleinen Ausgangswiderstände der Rechenverstärker werden durch eine interne Gegenkopplung erreicht. Bei vielen Verstärkern steigt die Ausgangsimpedanz mit zunehmender Frequenz an, so daß sich ein induktiver Verlauf ergibt. Bei kapazitiver Belastung eines solchen Verstärkers kann leicht Schwingneigung auftreten. In den Datenblättern wird deshalb eine Maximalkapazität angegeben, die ausgangsseitig unmittelbar an den Verstärker angeschlossen werden kann.
Die Eigenschaften eines Rechenverstärkers sind je nach Typ mehr oder weniger temperaturabhängig. Dieser Einfluß ist für die meisten Anwendungsfälle bei der Eingangsoffsetspannung besonders zu beachten und ist deshalb zumindest für diese in den Datenblättern angegeben.

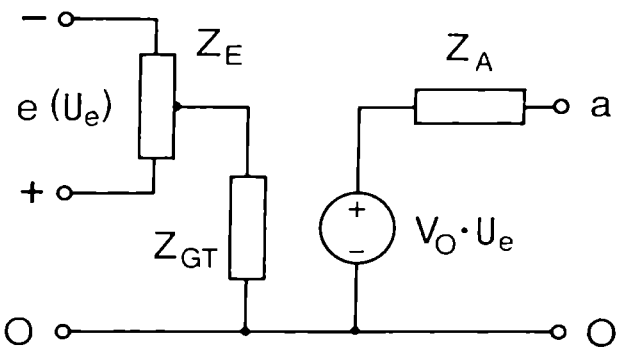


Bild 2.1
Vereinfachtes Ersatzschaltbild des Rechenverstärkers
e : Eingang
a : Ausgang
Z_E : *Eingangsimpedanz*
Z_{GT} : *Gleichtakt- (Ableit-) Impedanz*
V_0 : *Leerlaufverstärkung*
Z_A : *Ausgangsimpedanz*

3 Verstärkung

Die Verstärkung wird in den Datenblättern als Gleichspannungsverstärkung für den nicht gegengekoppelten Betrieb bei Belastung mit einem angegebenen Widerstand aufgeführt. Die Angabe gilt für den Nennausgangsspannungshub und erfolgt entweder als Verhältniszahl oder in dB (Dezibel). Die Verstärkung in dB wird zu 20 log v ermittelt. Dabei ist für v die Verstärkung einzusetzen. Die nachfolgende Tabelle zeigt die Gegenüberstellungen einiger Größen.

v = 1	entspricht	0 dB
v = 1,5	entspricht etwa	3,5 dB
v = 2	entspricht etwa	6 dB
v = 3	entspricht etwa	9,6 dB
v = 5	entspricht etwa	14 dB
v = 10	entspricht	20 dB

Da log $(v \cdot v') = \log v + \log v'$, lassen sich mit Hilfe dieser wenigen Werte die Verstärkungsangaben zumindest annähernd von der einen Form in die andere übertragen.

Einer Verstärkung von z. B. 45000 ($= 10^4 \cdot 3 \cdot 1{,}5$) entspricht dann $4 \cdot 20$ dB + 9,6 dB + 3,5 dB = 93,1 dB. Umgekehrt wäre 88,6 dB bei Verwendung nächstliegender Werte $4 \cdot 20$ dB + 9,6 dB obiger Tabelle einer Verstärkung von $10^4 \cdot 3 = 30000$ (genauer: 26900) gleichzusetzen.

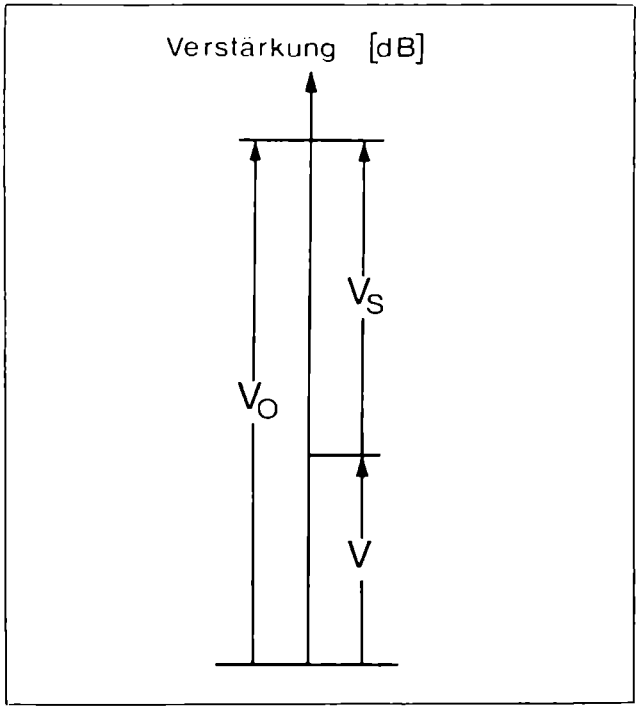


Bild 3.1
Verstärkung
V_0 : Leerlaufverstärkung
V_S : Schleifenverstärkung
V : Verstärkung des gegengekoppelten Verstärkers

In den meisten Schaltungen wird die Leerlaufverstärkung durch gegenkoppelnde Beschaltungsweise herabgesetzt. Der Verstärkungsfaktor, um den die Leerlaufverstärkung durch die Gegenkopplung herabgesetzt wird, heißt Schleifenverstärkung. Die meisten Eigenschaften, so die Linearität der Verstärkung, werden um den Faktor der Schleifenverstärkung verbessert.
Die Verstärkung der Rechenverstärker ist frequenzabhängig. Den Zusammenhang erläutert der nächste Abschnitt.

4 Frequenzverhalten

Ein Regelkreisglied mit nur einem Speicher ist nicht schwingfähig. Ein solches Gebilde ist z. B. ein Tiefpaß mit einem Widerstand als Längs- und einem Kondensator als Querglied. Dieser hat einen Dämpfungsverlauf von 6dB pro Oktave, wobei die Phasendrehung 90° nicht überschreitet. Frequenz- und Phasengang sind hier miteinander verknüpft.

Hätte nun ein Rechenverstärker einen derartigen Frequenz- und Phasengang, so könnte man ihn mit einem Blindschaltelement zusammenschalten, ohne Schwingen befürchten zu müssen. Der Grund dafür ist, daß der Verstärker mit dem Beschaltungselement auch im ungünstigen Fall eine Phasendrehung von weniger als 180° verursachen würde. Bekanntlich ist aber zum Schwingen eine Phasendrehung von 180° nötig. Man versucht deshalb, auch einem Rechenverstärker den anfangs geschilderten Frequenzgang von 6 dB pro Oktave zu geben. Zwei Frequenzen haben den Abstand einer Oktave, wenn ihr Frequenzverhältnis 2:1 beträgt.

Die Frequenzabhängigkeiten von Phase und Amplitude bzw. Verstärkung werden durch das Bode-Diagramm (Bild 4.1) dargestellt. Verwendet man für Frequenz und Verstärkung den gleichen logarithmischen Maßstab, so ergibt sich bei einem Verlauf der Verstärkung von 6 dB pro Oktave eine Gerade, die mit den Koordinatenachsen einen Winkel von 45° einschließt.

Als wichtigste Kenngrößen des Verstärkers werden dem Bode-Diagramm, das für Kleinsignalaussteuerung angegeben wird, entnommen und in den Datenblättern aufgeführt:

1. die Leerlaufverstärkung für Gleichspannung und
2. die Frequenz, bei der die Leerlaufverstärkung auf den Wert 1 abgesunken ist. Dieser Wert wird als Bandbreite für die Verstärkung 1 oder als Eins-Frequenz bezeichnet.

Bei Angabe der unter 1. und 2. genannten Größen kann das Bode-Diagramm (re-) konstruiert werden. Durch den Verstärkungsabfall von 6 dB pro Oktave wird auch der Phasengang gegeben, dessen Drehung bei der abfallender Flanke konstant 90° beträgt.

Wird der Verstärker mit nicht-ohmschen Bauelementen beschaltet, so ist zu beachten, daß reale Rechenverstärker in Ausnahmefällen auch im Bereich einer Verstärkung von größer als 1 eine Phasendrehung von etwas mehr als 90° haben können.

Die Schleifenverstärkung und damit Stabilität und Linearität verringern sich mit zunehmender Frequenz.

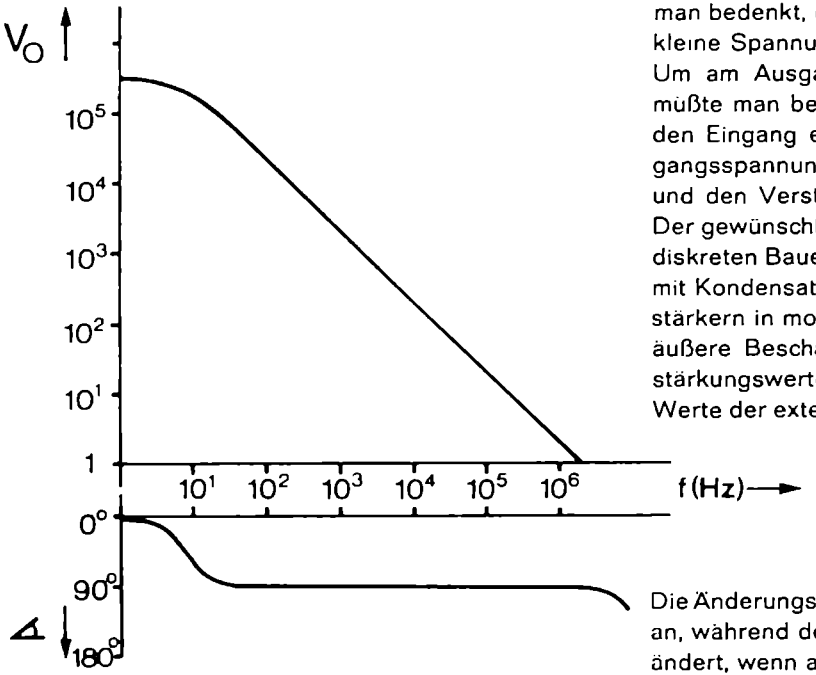


Bild 4.1 Bodediagramm eines Rechenverstärkers

Die maximale Frequenz für Vollaussteuerung gibt an, wie weit der Rechenverstärker frequenzmäßig mit großen Signalen ausgesteuert werden kann. Daß eine derartige Einschränkung besteht, ist einzusehen, wenn man bedenkt, daß am Eingang des Verstärkers nur eine kleine Spannung einwandfrei verarbeitet werden kann. Um am Ausgang noch Vollaussteuerung zu erzielen, müßte man bei der Frequenz für die Verstärkung 1 an den Eingang eine Spannung von der Größe der Ausgangsspannung legen, was natürlich nicht möglich ist und den Verstärker zerstören könnte.

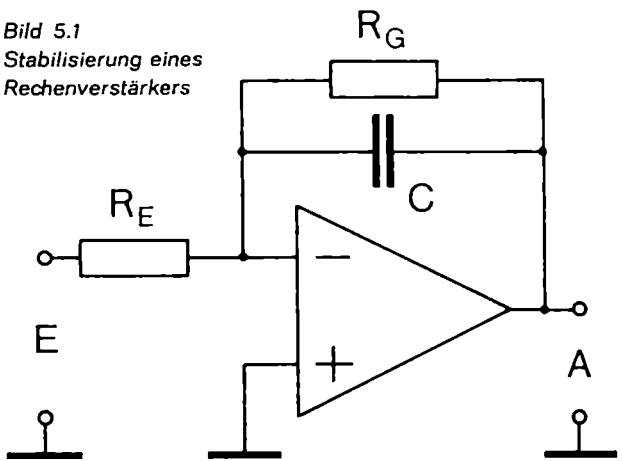
Der gewünschte Frequenzgang wird bei Verstärkern mit diskreten Bauelementen durch eine interne Beschaltung mit Kondensatoren bzw. RC-Gliedern erreicht. Bei Verstärkern in monolithischer Technik wird er häufig durch äußere Beschaltung realisiert. Für verschiedene Verstärkungswerte geben die Hersteller dazu angepaßte Werte der externen Bauelemente an.

Die Änderungsrate der Ausgangsspannung gibt die Zeit an, während der sich die Ausgangsspannung um 1 Volt ändert, wenn an den Eingang des Verstärkers ein idealer Spannungssprung von der Größe der maximal zulässigen Eingangsspannung gelegt wird.

5 Stabilisierung

Unter der Stabilisierung eines Rechenverstärkers sollen Maßnahmen verstanden werden, die verhindern, daß ein Verstärker mit der gegebenen äußeren Beschaltung schwingt oder zum Schwingen neigt. Das kann trotz der programmierten 6-dB-Verstärkungskennlinie auch bei ohmscher Beschaltung der Fall sein, z. B. durch die Kapazität des Verstärkereinganges oder der Verdrahtung.

Bild 5.1
Stabilisierung eines Rechenverstärkers



Ein Schwingen, das durch die genannten Kapazitäten verursacht wird, kann durch Parallelschalten eines Kondensators (Bild 5.1) von ca. 5 . . 200 pF zum Gegenkopplungswiderstand wirksam unterdrückt werden. Bei diesem häufig auftretenden Fall ist es am einfachsten, den Wert des Kondensators durch Versuch zu ermitteln. Um keinen unnötig starken Abfall der höheren Frequenzen zu erhalten, wird die Kapazität so klein wie möglich gewählt. Ein kleiner Sicherheitszuschlag ist ratsam.

Die Widerstände R_E und R_G gehören zu einer Beschaltungsmöglichkeit des Rechenverstärkers, die in einem der folgenden Teile erläutert wird.

Bei einer kapazitiven Belastung des Verstärkerausganges (ab etwa 500 pF) kann Schwingen auftreten, das durch die sogenannte Isolation mit einem Widerstand R_{IS} verhindert wird (Bild 5.2). Zusätzlich ist ein Kondensator von ca. 10 . . . 100 pF vom Verstärkerausgang zum invertierenden Eingang zu schalten. R_{IS} hat die Größenordnung 100 Ω.

Ein Schwingen kann oft nicht sofort erkannt werden; das ist bei trägen Ausgabegeräten, wie mechanischen Schreibern oder Zeigerinstrumenten der Fall. Wenn unerwartete Erscheinungen, wie z. B. Nichtlinearitäten bei ohmscher Beschaltung, auftreten, besteht der Verdacht, daß die Anordnung schwingt. In solchen Fällen wird man sich mit einem Oszillographen Klarheit verschaffen.

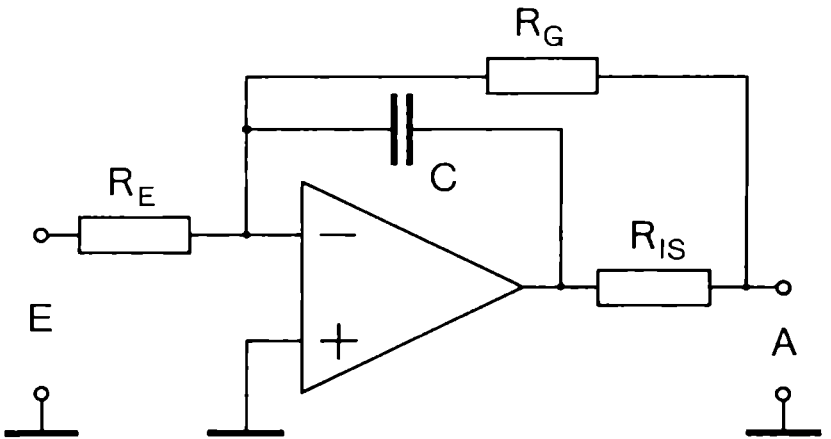


Bild 5.2 Isolation einer kapazitiven Last

6 Stromversorgung

Die Betriebsspannung beträgt bei den meisten Typen ± 15 Volt, d. h. Rechenverstärker werden mit einer positiven Spannung von 15 Volt und einer negativen Spannung von 15 Volt, bezogen auf ein Nullpotential, versorgt, weil die Ausgangsspannung des Verstärkers positive und negative Werte annehmen kann. Es gibt nur wenige Typen, die für andere Nennbetriebsspannungen ausgelegt sind.

Viele Rechenverstärker können aber auch mit Betriebsspannungen arbeiten, die von der Nennbetriebsspannung abweichen. In den Datenblättern wird deshalb der Betriebsspannungsbereich angegeben.

Die Stabilitätsforderungen an das Netzgerat richten sich nach dem Einsatzzweck des Rechenverstärkers. Die Einflüsse einer Betriebsspannungsschwankung auf das Verhalten der Verstärker ist den Datenblättern zu entnehmen. Allgemein gilt, daß die Verstärkung, die maximale Gleichtakteingangsspannung und die maximale Ausgangsspannung mit großer werdender Betriebsspannung zunehmen.

Die Versorgung geschieht meist aus dem Netz durch spezielle Netzgeräte; bei diesen ist häufig eine gegenseitige Verkopplung der Teile zur Erzeugung der positiven und der negativen Spannung anzutreffen. Dadurch soll erreicht werden, daß eine eventuelle Schwankung der Spannung einer Polarität eine gleichsinnige Änderung der Spannung der anderen Polarität hervorruft. Durch eine derartige Symmetrierung der Versorgungsspannungen werden Nullpunktabweichungen von der Stromversorgung her vermieden oder stark vermindert.

Die Schaltungstechnik der Netzgeräte entspricht, abgesehen von der Zusammenschaltung zweier Einzelnetzteile, dem Aufbau hochwertiger geregelter Netzgeräte. Geeignete Doppelnetzgeräte in Form von Labornetzgeräten, von Baueinheiten im Gehäuse oder auf Steckkarten sind fertig erhältlich.

Für praktische Versuche mit einem selbstaufgebauten Doppelnetzgerät, das aus zwei in Reihe angeordneten Einzelnetzgeräten besteht, genügt die bekannte Regelschaltung mit drei Transistoren und Z-Diode.

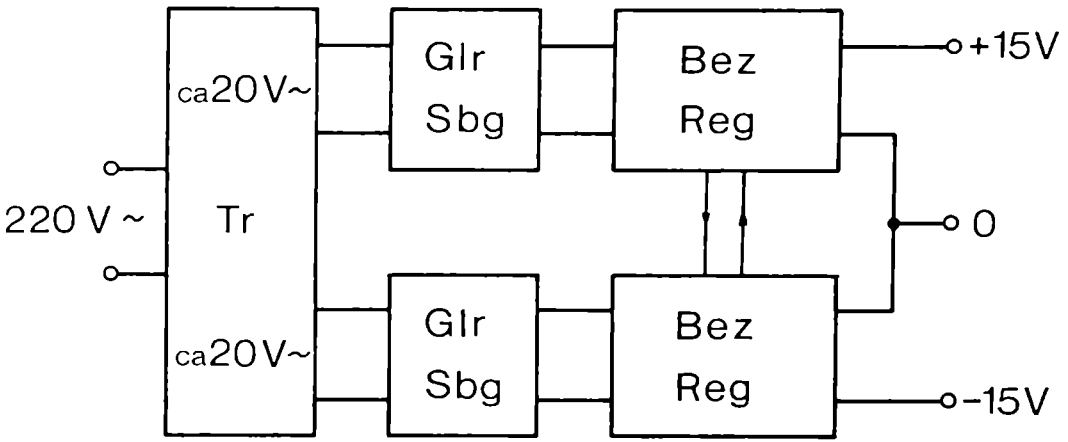


Bild 6.1 zeigt das Blockschaltbild eines Doppelnetzgerätes.

Die Abkürzungen bedeuten:

Tr : Transformator
Glr : Gleichrichter
Sbg : Siebung
Bez : Bezugsspannungsquelle
Reg : Regelung

7 Beschaltung

Der Rechenverstärker wird nur in wenigen Anwendungsfällen mit seiner Leerlaufverstärkung betrieben. Normalerweise wird er mit einer Rückführung beschaltet. Der Zusammenhang von Ein- und Ausgangsgröße ist dann kaum noch von den nichtidealen Verstärkereigenschaften, als vielmehr von der Art und dem Grad der Rückführung abhängig. Dabei bedient man sich einer besonderen Beschaltungstechnik, die in den folgenden Teilen erläutert werden soll; bei der Berechnung der Schaltelemente wird vom idealen Verstärker ausgegangen. Diese Voraussetzung kann in der Praxis fast immer gemacht werden.

Das Verhältnis von Leerlaufverstärkung zur Verstärkung des beschalteten Rechenverstärkers wird, wie schon erwähnt, Schleifenverstärkung genannt. Diese dient gewissermaßen dazu, Nichtlinearitäten und Fehlergrößen des Verstärkers auszuregeln. Die Ein- und Ausgangseigenschaften ändern sich in Abhängigkeit von der Schleifenverstärkung in Richtung günstigerer Werte.
Es ist zu beachten, daß die Grenzwerte des Verstärkers nicht überschritten werden. Um keine unliebsamen Überraschungen wie eine Zerstörung des Rechenverstärkers zu erleben, kann nur dazu geraten werden, die Datenblätter genau zu studieren.

Bei der praktischen Ermittlung der Beschaltung sind die folgenden Teile zu berücksichtigen:

1. Elemente, die zur funktionellen Beschaltung des Verstärkers gehören.

2. Elemente, die zur Kompensation von Fehlerströmen und -spannungen dienen.

3. Elemente, die den Frequenzgang beeinflussen (besonders bei Verstärkern, die in integrierter Technik ausgeführt sind).

In der deutschen Literatur sind bisher keine einheitlichen Kurzzeichen für die Spannungen und die Ein- und Ausgänge an Rechenverstärkerschaltungen festzustellen. Bei den Schaltbildern werden hier folgende Bezeichnungen verwendet:

U_E und U_A	für Ein- und Ausgangsspannung der Schaltung,
I_E und I_A	für Ein- und Ausgangsstrom der Schaltung,
U_e	für die Spannung zwischen den Eingängen des Verstärkerelements,
I_e	für den Strom, der in den Eingang des Verstärkerelements fließt;
E und A	dienen zur Kennzeichnung von Ein- und Ausgang einer Schaltung ohne Berücksichtigung von Amplitude und Polarität der elektrischen Größen Spannung und Strom.

Die beiden wichtigsten Eigenschaften des idealen Rechenverstärkers, die bei der Berechnung der Beschaltungselemente zugrundegelegt werden, sind:

1. Die Spannung zwischen den beiden Verstärkereingängen ist 0 Volt, das heißt, daß wegen der unendlich hohen Verstärkung eine unendlich kleine Spannung am Eingang nötig ist, um eine Spannung am Ausgang zu erzielen.

2 Der Verstärkereingangsstrom ist 0 Ampere, das heißt, daß wegen des unendlich hohen Eingangswiderstandes beim Betrieb des Verstärkers in die Eingänge kein Strom hinein- oder herausfließt (siehe dazu Bild 7.1).

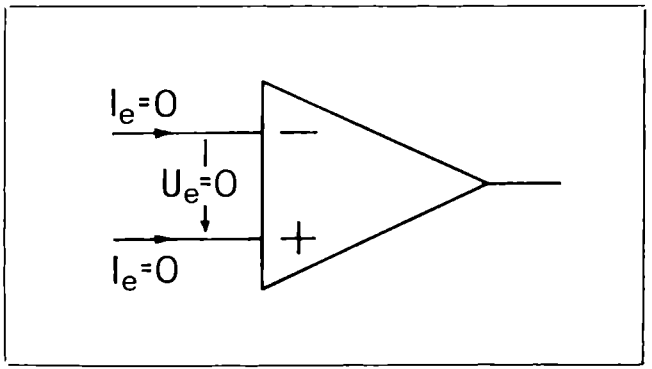


Bild 5.2 Isolation einer kapazitiven Last

8 Invertierender Verstärker

Bei dieser am häufigsten verwendeten Grundschaltung werden zwei Widerstände zum Rechenverstärker zugeschaltet. Die Schaltung zeigt Bild 8.1.
Zur Ableitung der Gleichung für die Abhängigkeit der Verstärkung von den Beschaltungswiderständen R_E und R_G wird, wie schon erwähnt, angenommen, daß in den Verstärker kein Strom hinein- oder herausfließt.

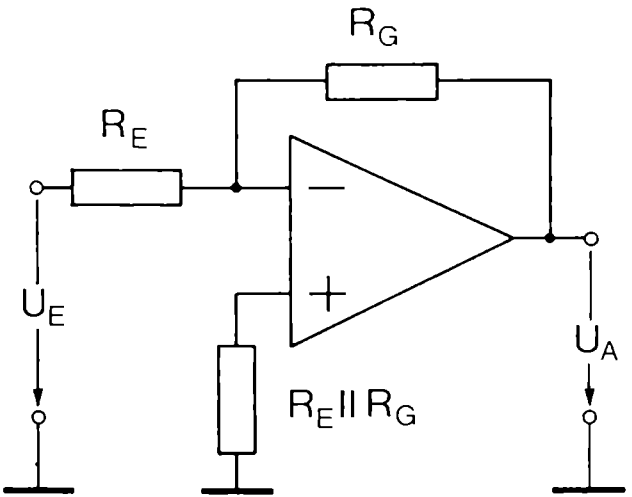


Bild 8.1 Invertierender Verstärker

Dimensionierungsbeispiel für V = 100:
R_E = 1 kΩ, R_G = 100 kΩ

Dann ist $I_E = -I_G$ (Ströme durch R_E bzw. R_G)

Weiterhin soll die Leerlaufverstärkung unendlich groß und damit zwischen den Eingängen keine Spannungsdifferenz vorhanden sein:

$$I_E = \frac{U_E}{R_E} \qquad I_G = \frac{U_A}{R_G}$$

$$U_A = -U_E \cdot \frac{R_G}{R_E}, \text{ somit: } V = \frac{R_G}{R_E}$$

Ein- und Ausgangsspannung sind durch eine Gleichung miteinander verknüpft. Das Minuszeichen deutet darauf hin, daß die Ausgangsspannung gegenüber der Eingangsspannung mit umgekehrtem Vorzeichen, also invertiert, erscheint.

Der Eingangswiderstand der Schaltung entspricht dem Widerstand R_E. Der Strom durch die Gegenkopplung muß zusätzlich zum geforderten Laststrom vom Rechenverstärker aufgebracht werden, er ist gleich dem Eingangsstrom.

Um den Einfluß des Verstärkereingangsstromes klein zu halten, wird empfohlen, zwischen (+)-Eingang und Bezugspunkt einen Widerstand zu legen, der dem Beschaltungswiderstand des (—)-Eingangs gleicht; dieser entspricht beim invertierenden Verstärker einer Parallelschaltung von R_E und R_G (Bild 8.2). Aus dem gleichen Grund sollte der Widerstand R_G im allgemeinen 1 MΩ nicht überschreiten (eventuell Fehlerabschätzung).

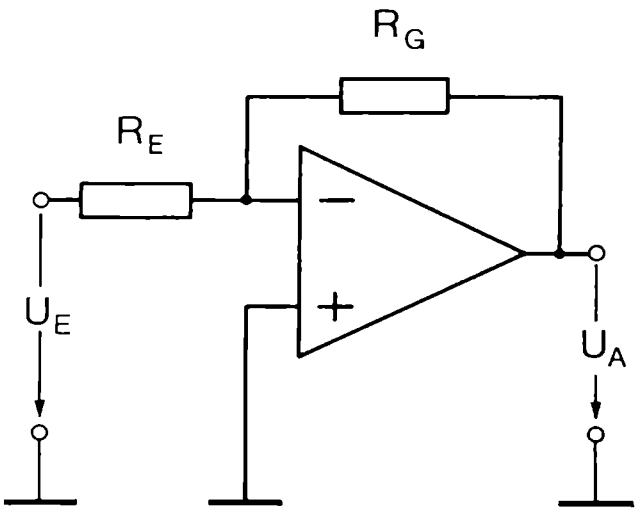


Bild 8.2 Einführen eines Widerstandes R_E II R_G

Wenn für den Eingangswiderstand ein bestimmter Wert nicht unterschritten werden darf, wäre es günstig, die Beschaltungswiderstände möglichst klein zu wählen. Es muß nur bedacht werden, daß dann ein größerer Strom durch R_G fließt (siehe oben), dessen Maximalwert für die meisten Verstärker bei 2 . . . 10 mA liegt.

An einem Zahlenbeispiel soll eine Fehlerabschätzung gemacht werden. In einer invertierenden Schaltung sei ein Verstärker mit folgenden (nichtidealen) Eigenschaften eingesetzt:

Leerlaufverstärkung $V_0 = 5 \cdot 10^4$ (94 dB),

Verstärkereingangswiderstand $R_e = 200\ k\Omega$.

Der beschaltete Verstärker soll eine Verstärkung von $V = 100$ und einen Eingangswiderstand R_E von 1 kΩ besitzen.

Der Widerstand in der Gegenkopplung wird dann:
$R_G = R_E \cdot V = 1\ k\Omega \cdot 100 = 100\ k\Omega$.

Die Spannung am Verstärkereingang, die nötig ist, um am Verstärkerausgang Vollaussteuerung (10 Volt) zu erzielen, ist:

$$U_e = \frac{10\ V}{5 \cdot 10^4} = 200\ \mu V.$$

Mit der Eingangsimpedanz von 200 kΩ und der Eingangsspannung von 200 μV wird der

$$\text{Verstärkereingangsstrom } I_e = \frac{200\ \mu V}{200\ k\Omega} = 10^{-9}\ A.$$

Der Strom in der Gegenkopplung ist:

$$I_G = I_E = \frac{10\ V}{100\ k\Omega} = 10^{-4}\ A.$$

Der Fehler, den der endliche Eingangswiderstand verursacht, ist durch das Verhältnis von Verstärkereingangsstrom zu dem Strom I_E gegeben:

$$\frac{I_e}{I_E} = \frac{10^{-9}\ A}{10^{-4}\ A} = 10^{-5}.$$

Um den durch die nicht unendliche Verstärkungsziffer des Verstärkers verursachten Fehler abschätzen zu können, muß U_e mit der Eingangsspannung U_E der Gesamtanordnung in Beziehung gesetzt werden:

$$\frac{U_e}{U_E} = \frac{200 \cdot 10^{-6}\ V}{100 \cdot 10^{-3}\ V} = 2 \cdot 10^{-3} \text{ (mit } U_E = \frac{10\ V}{100} = 100\ mV).$$

Man erkennt, daß die praktisch angewendeten Idealisierungsannahmen ($I_i = 0$; $U_i = 0$) meist zulässig sind. Dies führt dazu, daß das Errechnen der Beschaltungselemente stark vereinfacht wird. In Zweifelsfällen, insbesondere bei hoher Verstärkung oder großen Genauigkeitsanforderungen, muß eine Fehlerbetrachtung durchgeführt werden.

Eine Sonderform des invertierenden Verstärkers ist der Invertierer oder Polaritätsumkehrer (Bild 8.3), bei diesem gilt: $R_E = R_G = R$,

dann wird $U_A = -U_E$.

Übrigens arbeitet diese Schaltung sehr genau, da wegen der kleinen Gesamtverstärkung von 1 die Schleifenverstärkung der Leerlaufverstärkung entspricht und somit sehr groß ist.

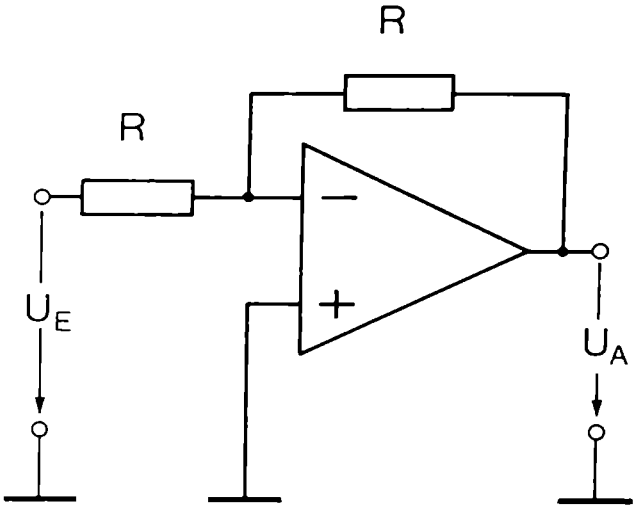


Bild 8.3 Invertierer *Dimensionierungsbeispiel: R = 100 kΩ*

9 Nichtinvertierender Verstärker

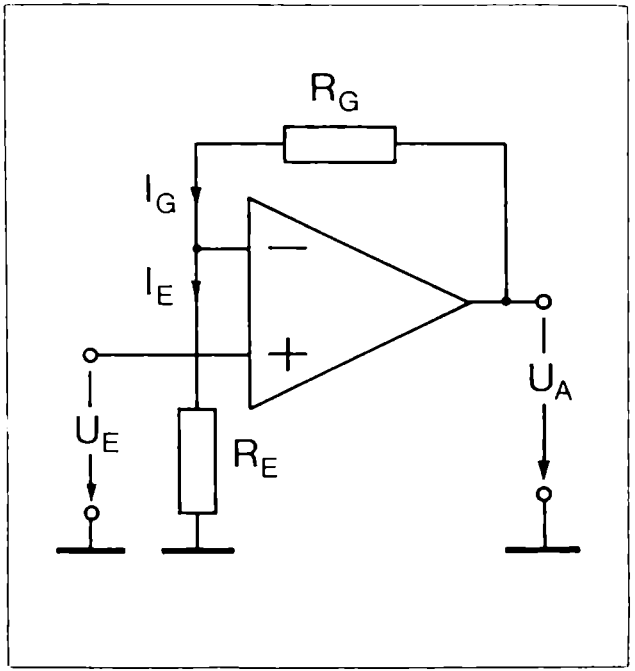


Bild 9.1 Nichtinvertierender Verstärker

Die nichtinvertierende Schaltung Bild 9.1 läßt sich weniger vielseitig einsetzen, als die invertierende Schaltung. Sie besitzt aber mit dem hohen Eingangswiderstand eine hervorragende Eigenschaft.

Unter der Voraussetzung der Eigenschaften des idealen Verstärkers gilt für die Beschaltung:

$$I_G = I_E,\ I_G = \frac{U_A - U_E}{R_G},\ I_E = \frac{U_E}{R_E}.$$

Dann ist:

$$U_A = U_E \cdot (1 + \frac{R_G}{R_E}).$$

Dimensionierungsbeispiel für V = 2:
$R_E = R_G = 10\ k\Omega$

Die Eingangsimpedanz ergibt sich zu
Z_E = Differenz-Eingangsimpedanz x Schleifenverstärkung.
Die Ausgangsimpedanz ist

$$Z_A = \frac{\text{Leerlaufausgangsimpedanz}}{\text{Schleifenverstärkung}}.$$

Eine Sonderform des nichtinvertierenden Verstärkers ist die nichtinvertierende Spannungsfolgerschaltung (Bild 9.2).
Die Verstärkung im beschalteten Zustand ist:

$$V = \frac{U_A}{U_E} = 1 + \frac{R_G}{R_E}\text{; sie soll 1 werden.}$$

Dazu macht man $R_G = 0$.

Bei dieser Beschaltung entspricht die Schleifenverstärkung der Leerlaufverstärkung des Verstärkers. Das bedeutet, daß die Eingangsimpedanz extrem hochohmig, die Ausgangsimpedanz extrem niederohmig wird.

Parallel zu dieser Eingangsimpedanz liegt allerdings noch die Gleichtaktimpedanz, die beim Rechenverstärker Werte von 100 MΩ und mehr erreichen kann.
Beim nichtinvertierenden Verstärker entspricht die Eingangsspannung der Gleichtaktspannung. Häufig darf deren Wert 5 Volt nicht überschreiten (Datenblatt).

Es kann also der normale Aussteuerungsbereich des mit Rechenverstärkern aufgebauten Systems (10 Volt) oft nicht ausgenutzt werden.

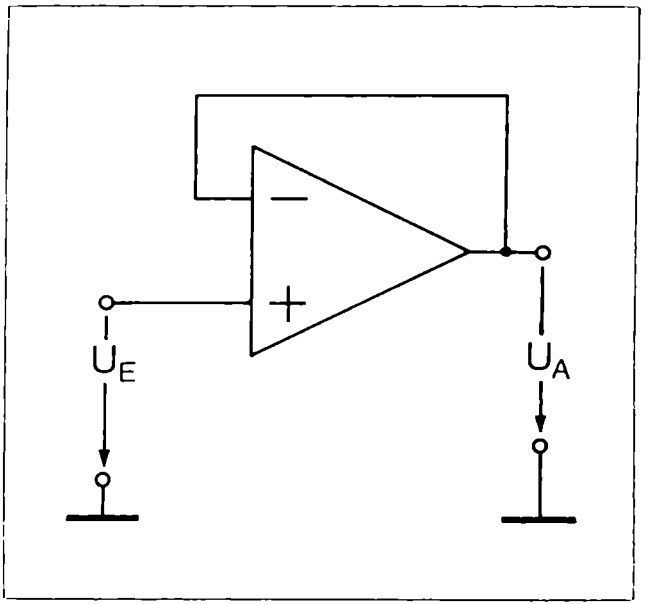


Bild 9.2 Folgerschaltung

10 Verstärker mit potentialfreiem Eingang

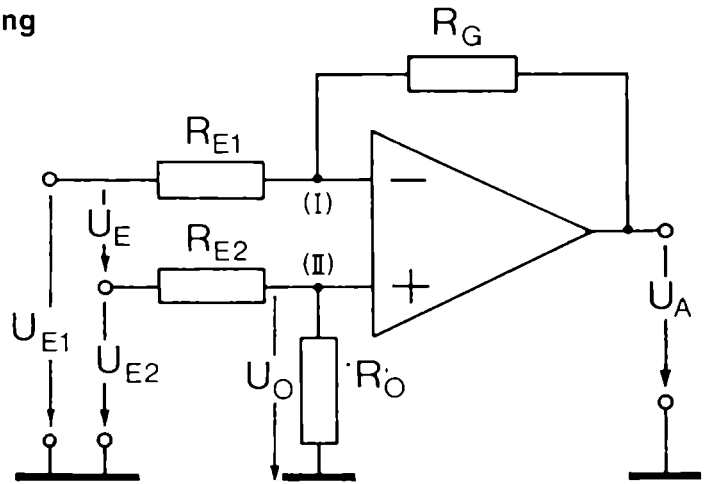


Bild 10.1 Verstärker mit potentialfreiem Eingang

Der Verstärker mit potentialfreiem Eingang verarbeitet die Differenz zweier Spannungen. Auch hier soll die Schaltungsgleichung mit Hilfe der Schaltung abgeleitet werden (Bild 10.1).

Dimensionierungsbeispiel für V = 1:
$R_{E1} = R_{E2} = R_G = R_0 = 47\ k\Omega$

Für die Ströme gilt:

$$\frac{U_{E1} - U_0}{R_{E1}} = -\frac{U_A - U_0}{R_G}$$

$$\frac{U_{E2} - U_0}{R_{E2}} = \frac{U_0}{R_0}$$

Nach Separieren von U_0 und Gleichsetzen ergibt sich:
$U_{E1} \cdot R_G \cdot (R_0 + R_{E2}) - U_{E2} \cdot R_0 \cdot (R_G + R_{E1}) =$
$- U_A \cdot R_{E1} \cdot (R_0 - R_{E2})$.

Um U_{E1} und U_{E2} zu U_E zusammenfassen zu können, müssen die Faktoren bei U_{E1} und U_{E2} gleichgesetzt werden; daraus ergibt sich die Beschaltungsbedingung:

$$\frac{R_G}{R_0} = \frac{R_{E1}}{R_{E2}}$$

Für die Ansteuerung mit einer symmetrischen Spannung sollen die beiden Eingangswiderstände gleich groß sein; dann ist $R_{E1} = R_{E2} = R_E$

und damit $R_G = R_0$.

Es ergibt sich dann:

$(U_{E1} - U_{E2}) \cdot R_G = -U_A \cdot R_E$
und mit $U_{E1} - U_{E2} = U_E$:

$$U_A = -U_E \cdot \frac{R_G}{R_E} \qquad (V = \frac{R_G}{R_E}).$$

Wird nur eine Umsetzung von symmetrischer auf unsymmetrische Spannung gewünscht, dann ist

$$R_{E1} = R_{E2} = R_G = R_0.$$

Es muß beachtet werden, daß die maximal zulässige Gleichtakteingangsspannung des Verstärkers nicht überschritten wird. Diese ergibt sich durch Spannungsteilung mit

R_{E2} und R_0 zu $U_0 = U_{E2} \cdot \frac{R_0}{R_{E2} + R_0}$.

11 Verstärkungseinstellung

In vielen Fällen ist es erforderlich, die Verstärkung des beschalteten Rechenverstärkers zumindest zur einmaligen Justierung variabel zu machen. Es können alle Widerstände einstellbar gemacht werden, die Einfluß auf die Verstärkung haben, also Eingangs- und Gegenkopplungswiderstände.

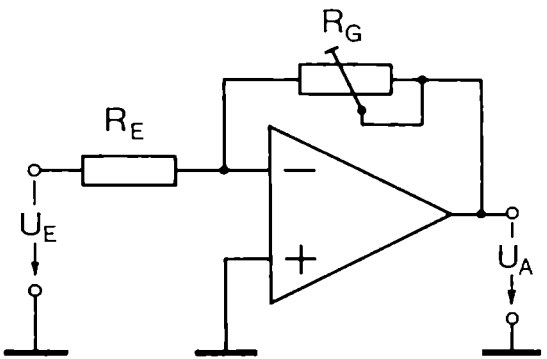


Bild 11.1
Verstärkungseinstellung

Dimensionierungsbeispiel für V = 0 ... 10:
R_E = 10 kΩ, R_G = 100 kΩ

Bei der Schaltung in Bild 11.1 ist die Verstärkung einstellbar von 0 (bei $R_G = 0$) bis R_G/R_E. Sie ist proportional dem eingestellten Widerstand. Der Eingangswiderstand ist konstant R_E.

Die Anordnung des veränderbaren Widerstandes bei Bild 11.2 ermöglicht die Einstellung von Verstärkung und Abschwächung mit nur einem Einsteller. Der Eingangswiderstand ist $R_E + aR_P$ und wird für zunehmende Verstärkung kleiner.

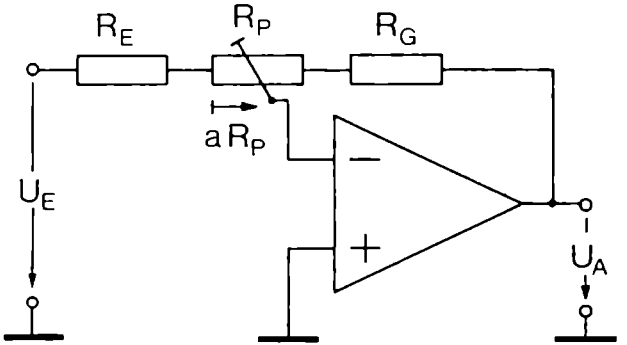


Bild 11.2
Verstärkungseinstellung

Dimensionierungsbeispiel für V = 0,5 . . 2:
$R_E = R_P = R_G$ = 10 kΩ

Die vorstehenden Arten der Einstellung sind auch für nichtinvertierende Verstärker anwendbar, jedoch nicht für solche mit symmetrischem Eingang, bei denen umständlicherweise zwei Einsteller gleichzeitig betätigt werden müßten. Hier wäre ein Doppel-T-Glied am Eingang verwendbar, dessen Querzweigwiderstand veränderbar gemacht wird.

Eine weitere Möglichkeit, die sowohl für invertierende und nichtinvertierende Verstärker, als auch für Verstärkerschaltungen mit potentialfreiem Eingang verwendbar ist, zeigt Bild 11.3. Die Verstärkung wird dadurch verändert, daß nur ein Teil der Ausgangsspannung gegengekoppelt wird. Dieser Teil wird mit einem Potentiometer einstellbar gemacht.

Wenn die Belastung des Spannungsteilers durch R_G vernachlässigt wird, gilt:

$$U_A\ (n = 0 \ldots 1),\ U_A = -U_E \cdot \frac{R_G}{R_E}$$

$$U_A = -\frac{1}{n} \cdot U_E \cdot \frac{R_G}{R_E}$$

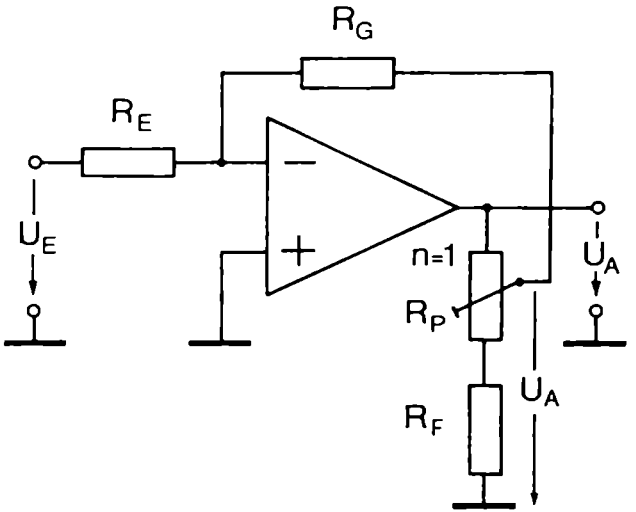


Bild 11.3
Verstärkungseinstellung

Dimensionierungsbeispiel für V = 10 . . 20:
R_E = 100 kΩ, R_G = 1 MΩ, $R_P = R_F$ = 5 kΩ

12 Kompensation der Eingangsoffset-spannung

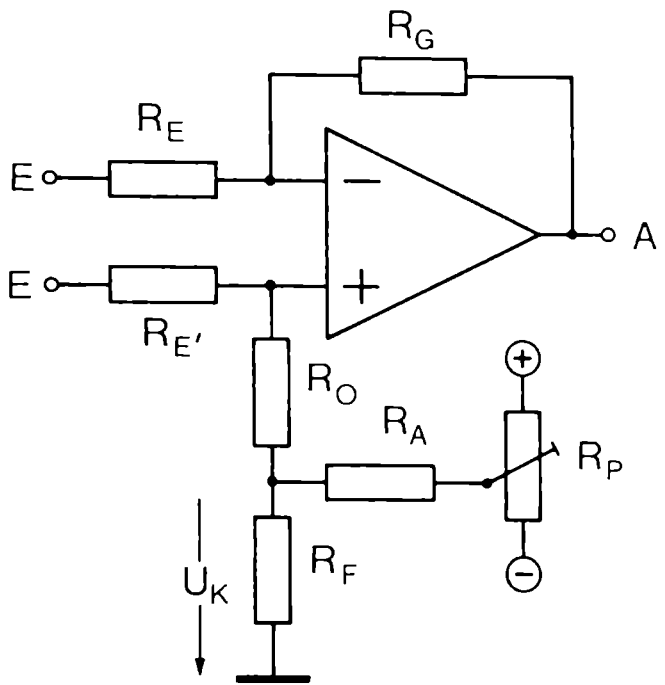


Bild 12.1
Offsetspannungskompensation (siehe Text)

Die Eingangsoffsetspannung ist eine Abweichung vom Idealzustand, die außerordentlich störend in Erscheinung tritt und in der Regel kompensiert werden muß. Die angegebene Methode kann je nach Hersteller und Verstärkertyp unterschiedlich sein. Am Verstärker werden dazu Anschlüsse zur Verbindung mit einem externen Potentiometer herausgeführt. Für die Eingangsspannung 0 Volt wird dieses so eingestellt, daß am Ausgang ebenfalls 0 Volt erscheint. Wegen der Temperaturdrift der Eingangsfehlerspannung ist der Abgleich nur für die Umgebungstemperatur (z. B. 20 ° C) gültig, bei der er erfolgte.

Die auf den Eingang bezogene Größe der Eingangsoffsetspannung erscheint am Verstarkerausgang mit dem Verstärkungsfaktor des beschalteten Verstärkers multipliziert. Bei kleinen Verstärkungsfaktoren kann deshalb in vielen Fällen auf einen Abgleich verzichtet werden. Das Einstellpotentiometer entfällt dann oder wird durch eine Kurzschlußverbindung bzw. durch einen Festwiderstand ersetzt (je nach Herstellerangabe).

Dazu ein Beispiel:

Für eine angegebene Offsetspannung von 2 mV ergibt sich bei $V = 1000$ am Ausgang eine Fehlerspannung von 2 Volt, das entspricht einem Fehler von 20 %, bezogen auf 10 Volt Vollausschlag. Für $V = 10$ ist die Ab-

weichung am Ausgang nur 20 mV, der Fehler beträgt nur 0,2 % v. E.; hier könnte eventuell auf eine Einstellmöglichkeit verzichtet werden. Der Abgleich wird um so kritischer, je größer die Verstärkung und je kleiner der Aussteuerbereich ist.

Allgemein gültige Methoden, die auch für integrierte Rechenverstärker brauchbar sind, bei denen oft keine speziellen Angaben in den Datenblättern zu finden sind, zeigen die Schaltungen.

Die Schaltung in Bild 12.1. ist verwendbar bei invertierender Beschaltung (ohne R_E') und bei Beschaltung mit potentialfreiem Eingang, wobei also ein Widerstand zwischen dem nichtinvertierenden Eingang des Verstärkers und dem Bezugspunkt liegt. Am verstärkerfernen Ende dieses Widerstandes R_0 wird die Kompensationsspannung U_K eingespeist, die am Widerstand R_F abfällt. Dieser gehört zum Spannungsteiler R_A/R_F, dessen Eingangsspannung mit dem Potentiometer R_P eingestellt werden kann. R_F soll möglichst klein sein (ca. 10 ... 100 Ω), um insbesondere bei symmetrischem Eingang Fehler durch die sonst entstehende Unsymmetrie zu vermeiden. Bei nichtinvertierender Beschaltung (Bild 12.2) wird ebenfalls am Widerstand zum Bezugspunkt, hier vom invertierenden Eingang ausgehend, die Kompensationsspannung in der beschriebenen Weise eingespeist.

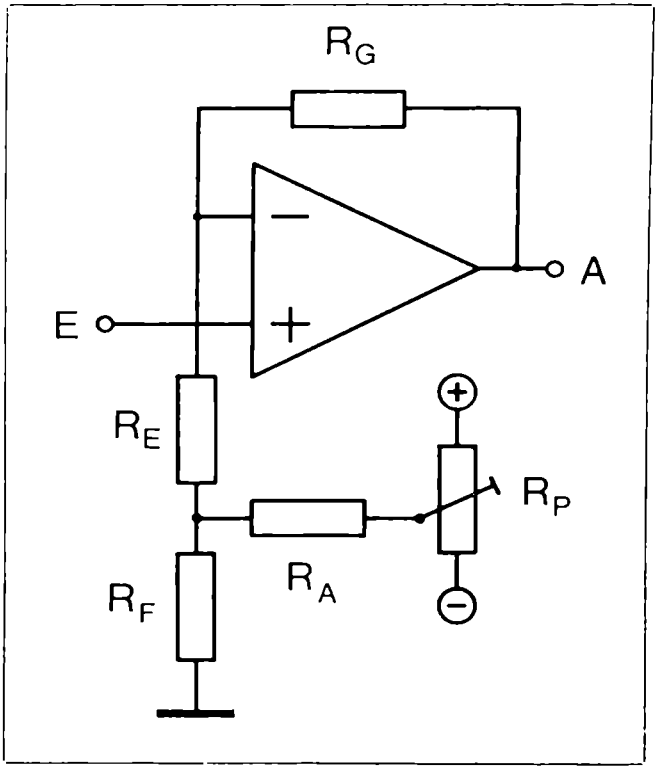


Bild 12.2
Offsetkompensation bei nichtinvertierender Beschaltung

13 Nachsetzleistungsverstärker

Von wenigen Ausnahmen abgesehen, liegt der maximal zulässige Ausgangsstrom handelsüblicher Rechenverstärker zwischen 2 mA und 10 mA. In Fällen höheren Strombedarfs, z. B. um eine niederohmige Last anzusteuern, wird am Ausgang des Rechenverstärkers ein Nachsetzleistungsverstärker (Booster) vorgesehen.

Damit die Nichtlinearitäten einer solchen Stufe ausgeregelt werden, erfolgt die Gegenkopplung von deren Ausgang her. Die Eigenschaften des Rechenverstärkers werden dann nur wenig verändert. Bild 13.1 zeigt eine derartige Zusammenschaltung am Beispiel des nichtinvertierenden Verstärkers.

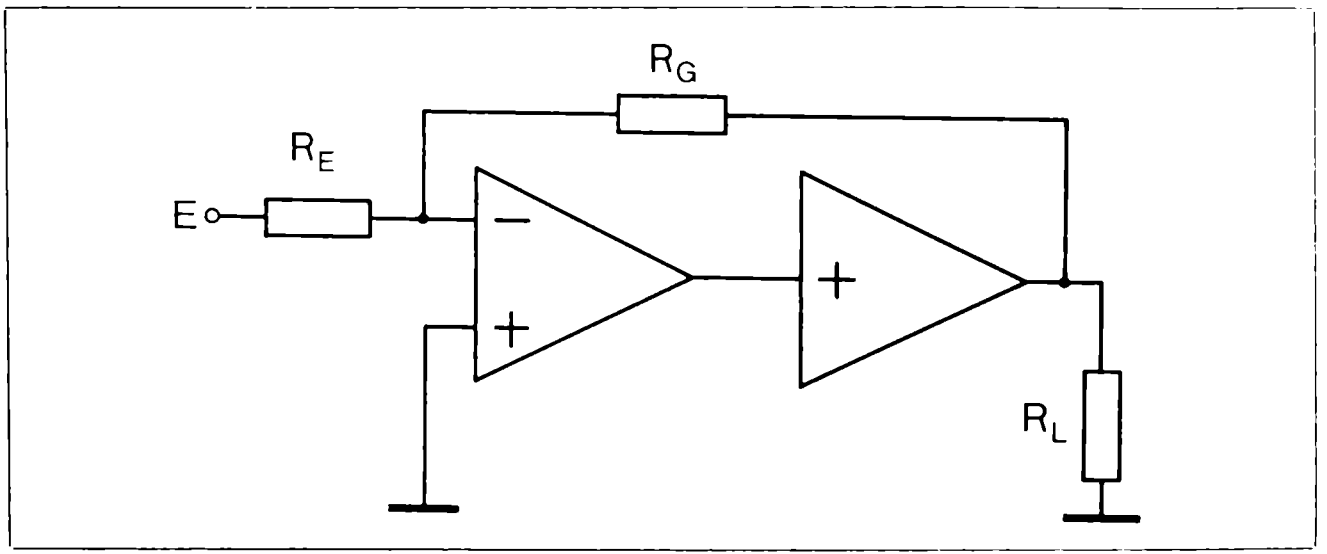


Bild 13.1 Zusammenschaltung von Rechenverstärker und Nachsetzleistungsverstärker

Nachsetzleistungsverstärker sind als Bausteine im Handel, sie können aber bei geringerer Leistungsfähigkeit aus einem npn- und einem pnp-Transistor als Gegentakt-Emitterfolgerstufe (Bild 13.2) aufgebaut werden. In vielen Fällen genügt auch eine Eintaktstufe, z. B. wenn am Verstärkerausgang eine Spannung nur einer Polarität erscheint. Die Ansteuerung geschieht über die Widerstände R_B (Größenordnung 10 kΩ) je nach Strombedarf entweder direkt durch den Rechenverstärker oder über weitere Emitterfolgerstufen (Darlington-Schaltung).

Bei der Emitterfolgerschaltung erreicht die Verlustleistung am Transistor ein Maximum, wenn die Ausgangsspannung (bei A) der halben Betriebsspannung U_B entspricht.

$$N_V = \frac{1}{R_L}(U_B \cdot U_A - U_A^2);\ \text{bei}\ U_A = \frac{U_B}{2}:\ N_V = \frac{U_B^2}{4\,R_L},$$

beim ± 15-Volt-System ist die maximal auftretende Verlustleistung an einem Transistor

$$N_V = 56 \cdot \frac{1}{R_L}\,(\text{Volt})^2$$

Wenn große Ausgangsströme bei kleinen Spannungen gefordert werden, kann die Verlustleistung für den Nachsetzleistungsverstärker durch die Wahl einer kleineren Betriebsspannung verringert werden.

Nachsetzleistungsverstärker, die von Rechenverstärker-Herstellern vertrieben werden, bedienen sich einer aufwendigeren Schaltungstechnik und sind leistungsfähiger, aber auch wesentlich teurer als die gezeigte Emitterfolgerschaltung.

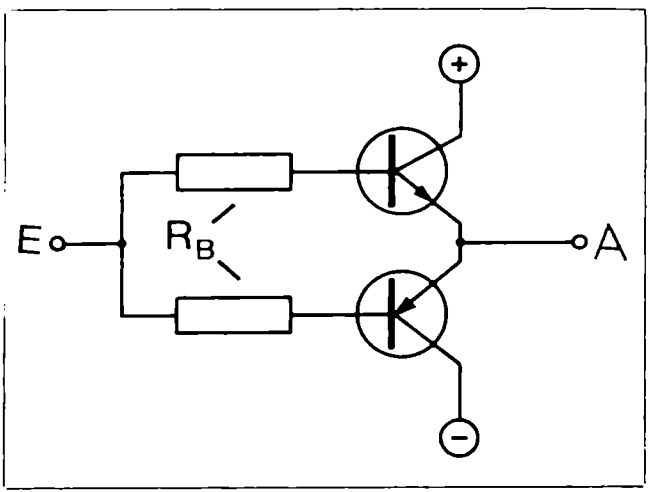


Bild 13.2 Gegentakt-Emitterfolger

14 Spannung-Strom-Umsetzer

Die kennzeichnende Eigenschaft eines U-I-Umsetzers, ist, daß in einem Lastwiderstand ein der Eingangsspannung proportionaler Strom erzeugt wird, dessen Stärke von der Größe des Lastwiderstandes unbeeinflußt ist. Der Spannungsabfall an ohmscher Last steigt mit dem Laststrom und bei induktiver Last auch mit zunehmender Frequenz. Er kann einen Grenzwert erreichen, der der maximal zur Verfügung stehenden Spannung entspricht. Nachdem dieser Wert erreicht ist, steigt auch der Laststrom nicht weiter, wenn die Eingangsspannung vergrößert wird. Das entsprechende Diagramm in Bild 14.1 gilt z. B. für die Schaltung in Bild 14.3. Bei einer induktiven Last muß ein Kompromiß zwischen oberer Frequenzgrenze und Strombedarf gefunden werden. Grund: bei kleinerem Spannungsabfall und damit kleinerer Spuleninduktivität ist ein größerer Strom nötig um eine geforderte Amperewindungszahl zu erreichen. Es ist wichtig, dies zu erwähnen, da der U-I-Umsetzer häufig zur Ansteuerung von Ablenkspulen u. ä. benutzt wird. Oft wird ein größerer eingeprägter Strom verlangt, als ein normaler Rechenverstärker zu liefern vermag; in solchen Fällen wird ein Nachsetzleistungsverstärker verwendet.

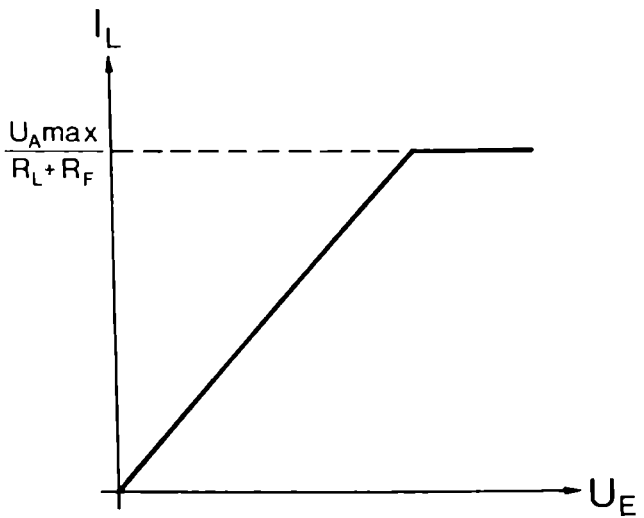


Bild 14.1
Zusammenhang von Eingangsspannung und Laststrom

Bei dem ersten Schaltungsbeispiel Bild 14.2 wird ein der Eingangsspannung proportionaler Strom durch den Lastwiderstand R_L dadurch erreicht, daß die Spannung U_F am Knotenpunkt X mit der Eingangsspannung verglichen wird. Der Strom durch R_F wird durch U_F und R_E bestimmt. Der interessierende Strom I_L entspricht I_F zuzuglich dem Strom I_G durch die Gegenkopplung. I_G ist aber der Eingangsspannung proportional und kann damit in die Eichung einbezogen bzw. bei $R_G \gg R_F$ überhaupt vernachlässigt werden.

Ableitung des I_L/U_E-Zusammenhangs:

$$I_L = I_G + I_F, I_G = -I_E = -\frac{U_E}{R_E}$$

$$I_F = -\frac{U_F}{R_F}, U_F = -U_E \cdot \frac{R_G}{R_E}, I_F = -U_E \cdot \frac{R_G}{R_E \cdot R_F}$$

$$I_L = -\frac{U_E}{R_E} - U_E \cdot \frac{R_G}{R_E \cdot R_F}, I_L = -U_E \cdot \frac{R_F + R_G}{R_E \cdot R_F}$$

Wie ersichtlich, ist I_L gegenüber Änderungen von R_L invariant. Diese Schaltung ist auf der Grundlage der invertierenden Verstärkerschaltung aufgebaut. Zwei weitere U-I-Umsetzerschaltungen zeigen die Bilder 14.3 und 14.4.

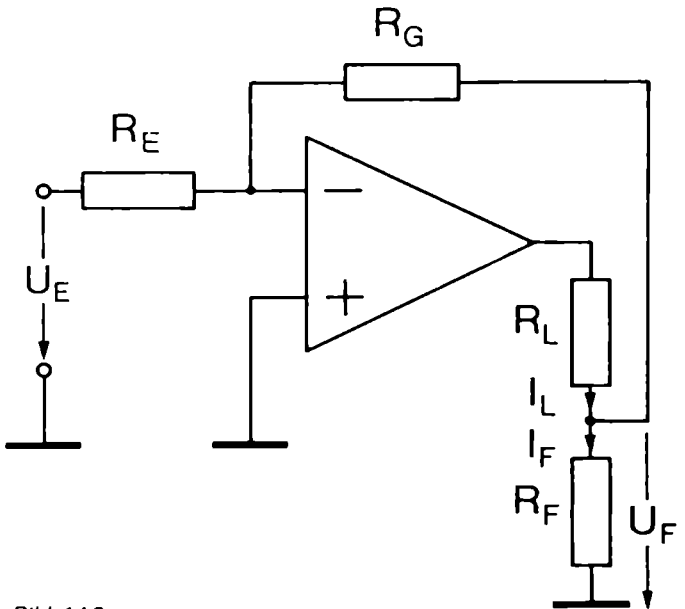


Bild 14.2
U-I-Umsetzer, invertierend

Dimensionierungsbeispiel für I_L = 10 mA:
R_E = 1 MΩ, R_G = 100 kΩ, R_F = 100 Ω;
R_L kann dann Werte von 0 ... ca. 1 kΩ annehmen

Die in Bild 14.3 gezeigte Schaltung hat die nichtinvertierende Verstärkerschaltung zur Grundlage. Wegen

$$U_E = U_F \text{ und } I_L = I_F \text{ ist } I_L = \frac{U_E}{R_F} .$$

Bei dieser Anordnung darf die Eingangsspannung die maximal zulässige Gleichtaktspannung des Verstärkers nicht überschreiten. Allerdings kann aus einem anderen Grund bei U_F und also auch bei U_E nicht bis an die Vollaussteuerungsspannung (10 Volt) herangegangen werden: wie schon in Bild 14.1 gezeigt wurde, darf die Differenz zwischen maximaler Ausgangsspannung des Verstärkers und U_F nicht kleiner als die Spannung ($R_L \cdot I_L$) sein. Die Schaltung hat die besondere Eigenschaft, eingangsseitig außerordentlich hochohmig zu sein (bis zu mehreren 100 MΩ).

Einen U-I-Umsetzer mit potentialfreiem Eingang gibt die Schaltung in Bild 14.4 wieder. Für einen symmetrischen Eingang mit gleichbewerteten Eingängen wird $a = 1$. Wenn ein unsymmetrischer Eingang gefordert wird, ist U_{E1} oder U_{E2} gleich 0 Volt; die entsprechenden Eingänge werden dann mit dem Bezugspunkt verbunden.

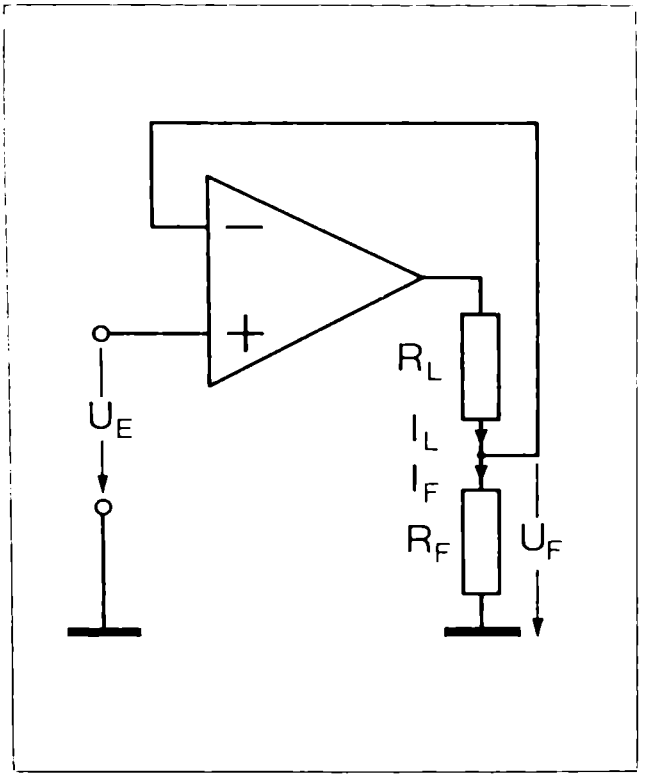


Bild 14.3 U-I-Umsetzer, nichtinvertierend

Die Ableitung wird für die gezeichnete Schaltung durchgeführt:

$$\frac{U_{E1} - U_L}{a \cdot R_E} = -\frac{U_A - U_L}{a \cdot R_G} \quad (I)$$

$$I_L = \frac{U_{E2} - U_L}{R_E} + \frac{U_A - U_L}{R_G} \quad (II)$$

Mit (I) und (II) ergibt sich:

$$I_L = \frac{U_{E2} - U_{E1}}{R_E} .$$

Die am Widerstand R_L auftretende Spannung entspricht der Gleichtaktspannung am Eingang des Rechenverstärkers. Es muß wieder darauf geachtet werden, daß deren Maximalwert nicht überschritten wird.

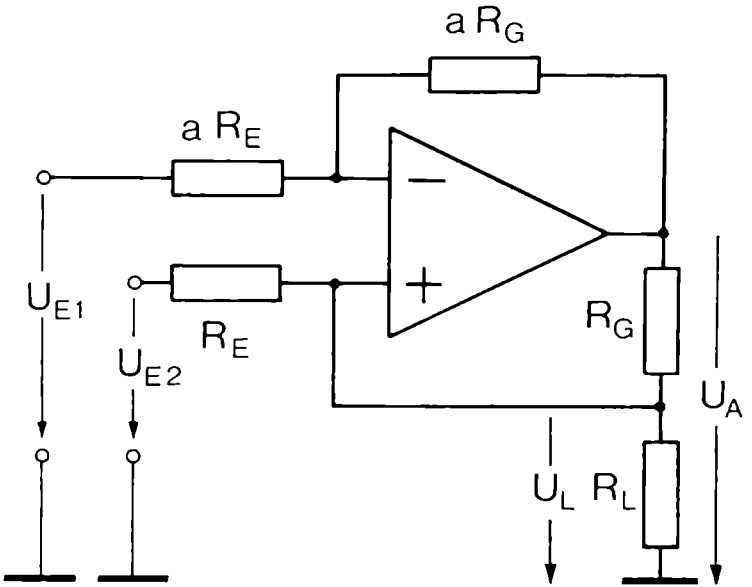


Bild 14.4
U-I-Umsetzer
Lastwiderstand mit Bezugspunkt verbunden

15 Impedanzwandler

Impedanzwandler sind Vierpole mit unterschiedlicher Ein- und Ausgangsimpedanz; sie liefern gewöhnlich keine Spannungsverstärkung. Im praktischen Einsatz sind hochohmiger Eingang und niederohmiger Ausgang von Interesse.

Als Impedanzwandler ist besonders die nichtinvertierende Folgerschaltung verwendbar. Bei weniger extremen Forderungen sind praktisch alle Arten von Verstärkungsschaltungen mit Rechenverstärkern brauchbar.

16 Konstantspannungs- und Konstantstromquelle

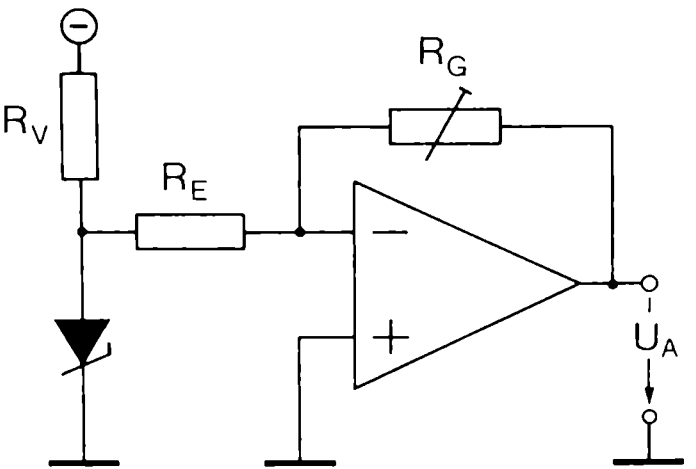


Bild 16.1 Konstantspannungsquelle, einstellbar

Der Rechenverstärker bietet die Möglichkeit, mit einer Z-Diode als Referenzelement eine variable, niederohmige Spannungsquelle aufzubauen, deren Ausgangsspannung bis 0-Volt heruntergeregelt werden kann (Bild 16.1). Wenn die Versorgungsspannung vorstabilisiert ist, bieten sich für die Referenzdiode weitgehend stabile Bedingungen, da der Widerstand R_E und damit der an der Z-Diode vorbeifließende Strom auch bei wechselnder Ausgangslast konstant bleiben. Anstelle der Z-Diode kann eine temperaturkompensierte Anordnung verwendet werden, die aus einer Z-Diode (in Sperrichtung) mit in Reihe geschalteten Si-Dioden (in Durchlaßrichtung) besteht und auch fertig bezogen werden kann.

Als hochstabile Vergleichsspannungsquelle wird häufig das Weston-Element (1,0183 Volt) verwendet, dieses darf aber nur mit weniger als 50 µA und auch dann nur kurzzeitig belastet werden. Mit einem Impedanzwandler gelingt es, den Spannungswert des Referenzelements niederohmig und dauernd zu erhalten (Bild 16.2).

Als Konstantstromquellen werden U-I-Wandler verwendet. Es muß nur dafür gesorgt werden, daß die dem Ausgangsstrom proportionale Eingangsspannung konstant gehalten wird.

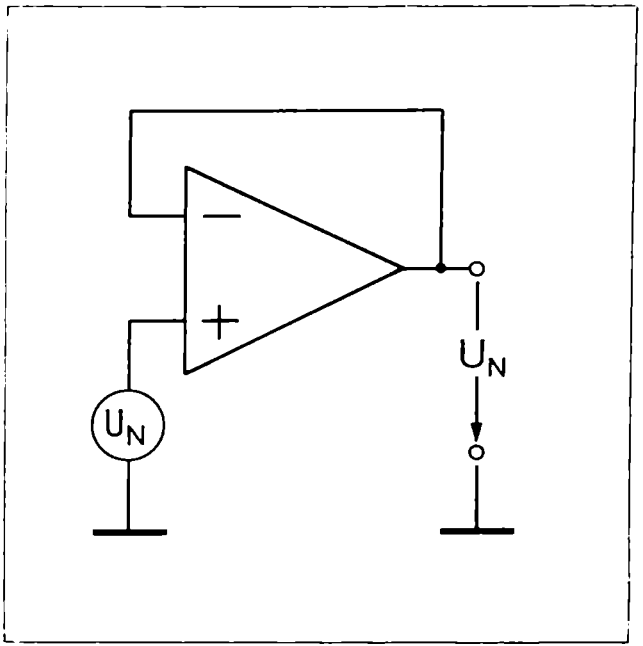


Bild 16.2 Hochohmige Abtastung eines Normalelements

17 Addierer, Subtrahierer

Als Addierer bzw. Subtrahierer werden Schaltungen bezeichnet, die Signale (Spannungen) gleicher Polarität addieren bzw. subtrahieren. Für Signale unterschiedlicher Polarität arbeitet ein Addierer subtrahierend, ein Subtrahierer addierend. Durch unterschiedliche Bewertung der Eingangswiderstände läßt sich eine Multiplikation mit verschiedenem Faktor (Verstärkung, Abschwächung) für die Eingänge erzielen.

Bei derartigen Schaltungen werden Spannungen wie entsprechende Zahlenwerte verrechnet, sie sind Grundschaltungen der Analogrechentechnik.

Mit Hilfe von Bild 17.1 soll das Prinzip der Additionsschaltung erläutert werden. Es gelten folgende Gleichungen:

$$I_{E1} + I_{E2} + I_{E3} = \frac{U}{R}, \quad I_n = \frac{U_{En} - U}{R_n}$$

$$\frac{U_{E1} - U}{R_1} + \frac{U_{E2} - U}{R_2} + \frac{U_{E3} - U}{R_3} = I.$$

Wenn es gelingt, die Fehlergröße U zu eliminieren, ist der Strom I gleich der Summe der Quotienten

$$\frac{U_{En}}{R_{En}}, \quad \text{also } I = \frac{U_{E1}}{R_{E1}} + \frac{U_{E2}}{R_{E2}} + \frac{U_{E3}}{R_{E3}}.$$

Da das gebräuchliche Analogrechensystem ein Spannungssystem ist, muß der Strom in eine proportionale Spannung umgesetzt werden.

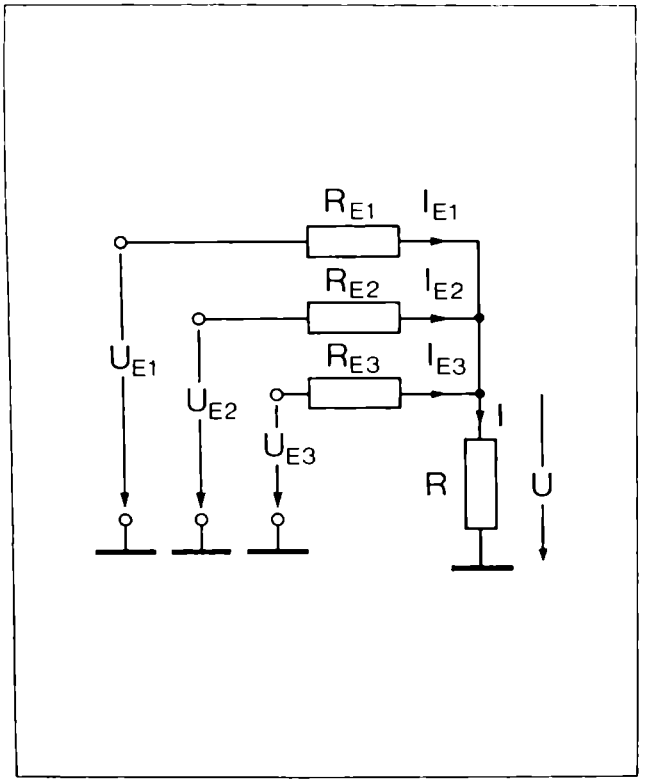


Bild 17.1 Zum Prinzip der Additionsschaltung

Dies geschieht zweckmäßigerweise mit einem Rechenverstärker, der zur Ansteuerung eine im allgemeinen vernachlässigbar kleine Spannung U benötigt. Wenn außerdem der Verstärkereingangsstrom gleich 0 gesetzt wird, fließt der Strom I auch durch den Gegenkopplungswiderstand R_G (Bild 17.2).

Dann ist: $U_A = -I \cdot RG$

$$U_A = -\frac{U_{E1}}{R_{E1}} + \frac{U_{E2}}{R_{E2}} + \ldots \frac{U_{En}}{R_{En}} \cdot R_G$$

Jede Addierschaltung dieser Art kann in gleicher Weise bei Umkehrung der Eingangsspannungspolarität zur Subtraktion verwendet werden.

Die gezeigte Schaltung wird als unsymmetrischer, invertierender Addierer bezeichnet.

Wenn alle Beschaltungswiderstände gleich groß sind, ist die Verstärkung R_G/R_E für jeden Eingang 1. Die kennzeichnende Gleichung lautet dann:

$$U_A = U_{E1} + U_{E2} + \ldots U_{En}$$

Im folgenden Teil sollen zwei weitere Addier- bzw. Subtrahierschaltungen kurz beschrieben werden. Diese werden jeweils für die Verrechnung zweier Spannungen angegeben, sind aber auf mehrere Eingänge erweiterungsfähig.

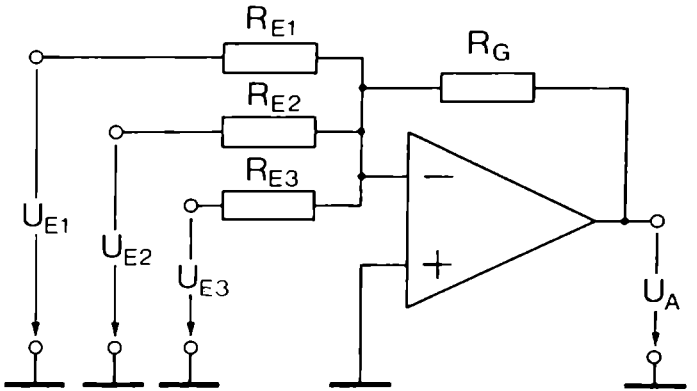


Bild 17.2
Invertierender Addierer

Dimensionierungsbeispiel für gleichbewertete Eingänge mit V = 1:
$R_{E1} = R_{E2} =$
$R_{E3} = R_G = 100\ k\Omega$

Differenz-Schaltung

(Bild 17.3). Die übliche Verstärkerschaltung mit potentialfreiem Eingang stellt eine Subtrahierschaltung für unsymmetrische Spannungen dar.

Ableitung der Schaltungsgleichung:

$$U_A = U_G + U_0 = I_G \cdot R_G + I_0 \cdot R_0 =$$

$$-I_{E1} \cdot R_G + I_{E2} \cdot R_0 = -\frac{U_{E1} - U_0}{R_{E1}} \cdot R_G + \frac{U_{E2} - U_0}{R_{E2}} \cdot R_0$$

$$= -U_{E1} \cdot \frac{R_G}{R_{E1}} + U_{E2} \cdot \frac{R_0}{R_{E2}} + U_0 \left(\frac{R_G}{R_{E1}} - \frac{R_0}{R_{E2}}\right)$$

Der Faktor bei U_0 soll verschwinden, also: $\frac{R_G}{R_{E1}} = \frac{R_0}{R_{E2}}$

Man setzt im allgemeinen

$R_0 = R_G$ und $R_{E1} = R_{E2} = R_E$.

Dann wird $U_A = -(U_{E1} - U_{E2})\frac{R_G}{R_E}$.

Für eine Addition bzw. Subtraktion ohne Verstärkung ist $R_G = R_E$; dann wird:

$$U_A = U_{E2} - U_{E1}$$

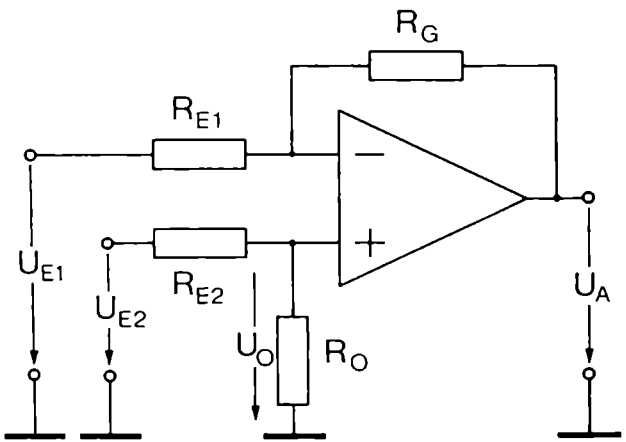


Bild 17.3
Addierer, Differenz-Schaltung

Dimensionierungsbeispiel:
$R_{E1} = R_{E2} = R_G = R_0 = 100\ k\Omega$

Addition von symmetrischen Spannungen (Bild 17.4).

Das Schaltbeispiel besitzt zwei potentialfreie Eingänge. Ableitung der Schaltungsgleichung:

$$U_A = U_0 + U_G = I_0 \cdot R_0 + I_G \cdot R_G$$

$$I_0 = \frac{U''_{E1} - U_0}{R''_{E1}} + \frac{U''_{E2} - U_0}{R''_{E2}},$$

$$-I_G = \frac{U'_{E1} - U_0}{R'_{E1}} + \frac{U'_{E2} - U_0}{R'_{E2}}$$

$$U_A = (U''_{E1} - U_0)\,\frac{R_0}{R''_{E1}} + (U''_{E2} - U_0)\,\frac{R_0}{R''_{E2}}$$

$$-(U'_{E1} - U_0)\,\frac{R_G}{R'_{E1}} - (U'_{E2} - U_0)\,\frac{R_G}{R'_{E2}}$$

Mit $R_0 = R_G$, $R'_{E1} = R''_{E1} = R_{E1}$, $R'_{E2} = R''_{E2} = R_{E2}$,

sowie $U_{E1} = U'_{E1} - U''_{E1}$ und $U_{E2} = U'_{E2} - U''_{E2}$ ist:

$$U_A = -U_{E1} \cdot \frac{R_G}{R_{E1}} - U_{E2}\,\frac{R_G}{R_{E2}}$$

Man erkennt, daß wieder die gleiche Grundbeziehung wie beim einfachen unsymmetrischen Addierer gilt.

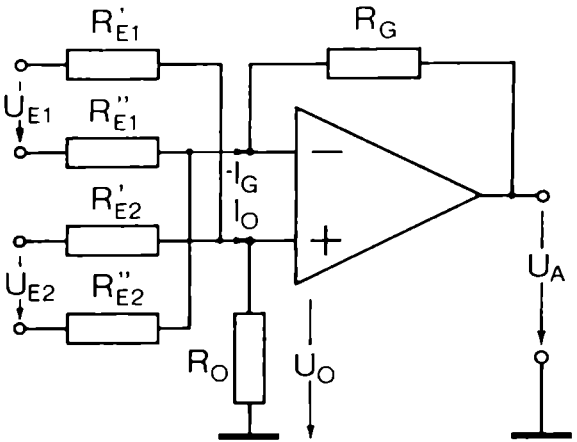


Bild 17.4
Addierer für symmetrische Spannungen

Dimensionierungsbeispiel:
alle Widerstände 10 kΩ

18 Integrator

Der Integrator ist ein wichtiger Bestandteil von Analogrechnern zur Lösung von Differentialgleichungen z. B. bei der Nachbildung dynamischer Probleme. Seine kennzeichnende Größe ist die Zeitkonstante.

Das Prinzip der Integration soll an einer einfachen, invertierenden Integrationsschaltung mit unsymmetrischem Eingang (Bild 18.1) erläutert werden.

Der Strom durch den Widerstand R wird von der Eingangsspannung U_E und dem Widerstand R bestimmt:

$$I_E = \frac{U_E}{R}$$

Wenn wieder angenommen wird, daß in den Verstärker kein Strom fließt, so ist der Strom im Gegenkopplungselement gleich dem Eingangsstrom. Ist das Gegenkopplungselement ein Kondensator, so gilt:

$$I_C = C \cdot \frac{dU_C}{dt}, \text{ für } U_C = -U_A \text{ und } I_E = I_C$$

$$\text{wird } C \cdot \frac{dU_A}{dt} = -\frac{U_E}{R}, \text{ damit ist:}$$

$$U_A = -\frac{1}{RC}\int U_E\, dt + U_{A0}.$$

U_{A0} ist die Spannung am Ausgang zu Beginn der Integration (die sog. Anfangsbedingung).

Zum Rücksetzen des Integrators auf die Anfangsbedingung 0 (0 Volt am Ausgang) wird ein Schalter (Relais) benutzt, wodurch der Kondensator kurzgeschlossen und entladen wird. Wenn elektronische Schalter, wie Ringmodulatoren, Transistoren und gesteuerte Gleichrichter verwendet werden, ist zu beachten, daß diese eine Restspannung aufweisen. Der Ausgang des Integrators kann dann nicht exakt auf 0 Volt rückgesetzt werden.

Liegt keine Eingangsspannung an, oder ist bei mehreren Eingängen die Summe 0, so bleibt der Wert U_{A0} zeitlich unverändert, also gespeichert.
Die am stärksten das Ergebnis beeinflussende Fehlergröße ist der Eingangsoffsetstrom des Rechenverstärkers. Diese Fehlerursache kann durch besondere Schaltungsmaßnahmen verringert oder aufgehoben werden.

Beispiel mit Fehlerabschätzung:

An den Eingang des Integrators soll eine konstante Spannung gelegt werden. Die Spannung am Ausgang ändert sich dann linear mit der Zeit. Sie ist nach der Zeit $R \cdot C$ (Zeitkonstante) gleich der Eingangsspannung, wenn die Anfangsbedingung $U_{A0} = 0$ Volt war. Diese Schaltung könnte zur Zeitmessung eingesetzt werden. Bei unserem Beispiel mit einer Zeitkonstante von $R \cdot C = 1$ s (z. B. mit $R = 10\,\mu F$ und $C = 100\,k\Omega$) und der Anfangsspannung $U_{A0} = 0$ Volt, ist die Ausgangsspannung U_A nach 1 s gleich der Eingangsspannung U_E.

Für einen Offsetstrom von z. B. 200 nA (lt. Datenblatt) und einer Integrationszeit von z. B. 10 s ergibt sich ein Spannungsfehler $\triangle U$ am Ausgang von:

$$\triangle U = \frac{Q}{C} = \frac{200 \cdot 10^{-9}\,A \cdot 10\,s}{10 \cdot 10^{-6}\,F} = 200\,mV$$

Der Fehler beträgt hier 2 %, bezogen auf Vollaussteuerung (10 Volt). Es muß von Fall zu Fall ermittelt werden, ob der Offsetstrom kompensiert werden muß. Nicht mit Schaltelementen kompensiert werden kann seine Temperaturdrift. Hier hilft nur die Wahl eines besseren Verstärkers oder im Extremfall die Unterbringung in einem temperaturstabilen Raum.

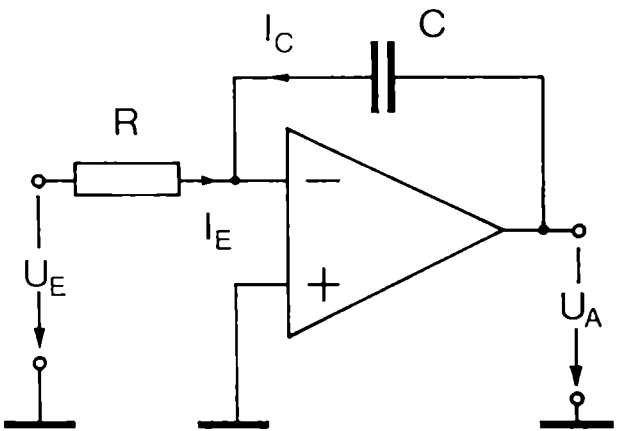


Bild 18.1 Integrator

Dimensionierungsbeispiel für RC = 10 ms:
R = 10 kΩ, C = 1 μF

19 Differentiator

Bild 19.1 zeigt die einfachste Differentiationsschaltung mit Rechenverstärker. Die Ableitung der Übertragungsgleichung erfolgt mit Hilfe des Schaltbildes:

$$I_C = -I_R,\ I_C = C \cdot \frac{dU_E}{dt},\ I_R = \frac{U_A}{R}$$

Daraus ergibt sich:

$$U_A = -R \cdot C \cdot \frac{dU_E}{dt}$$

Die Differentiation wird in der Praxis möglichst vermieden, da die hohen Frequenzen angehoben werden, was zu Instabilitäten führen kann. Wenn eine Anwendung nicht zu umgehen ist, verwendet man aufwendigere Schaltungen als die angegebene; meist werden höhere Frequenzen mit einer definierten Dämpfung versehen.

Ein Beispiel dafür ist in Bild 19.2 wiedergegeben. Der Zusammenhang von Aus- und Eingangsspannung ergibt sich

$$\text{mit } Z_E = R_E + \frac{1}{p \cdot C_E} \text{ und } \frac{1}{Z_G} = \frac{1}{R_G} + p \cdot C_G$$

zu:

$$-\frac{U_A}{U_E} = \frac{Z_G}{Z_E} = \frac{1}{\left(\frac{1}{R_G} + p \cdot C_G\right)\left(R_E + \frac{1}{p \cdot C_E}\right)} =$$

$$= \frac{R_G \cdot C_E \cdot p}{(1 + R_G \cdot C_G \cdot p)(1 + R_E \cdot C_C \cdot p)}$$

dabei ist $p = j\omega$.

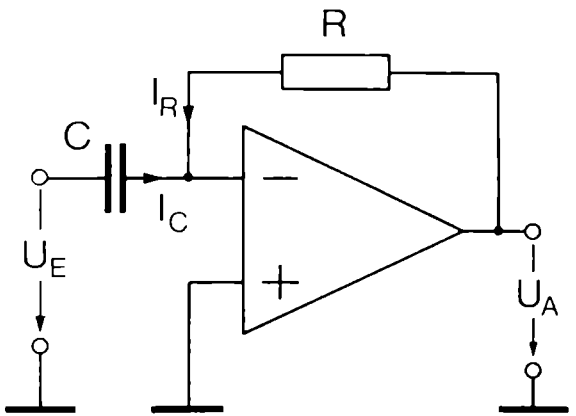


Bild 19.1
Differentiator, einfachste Schaltung

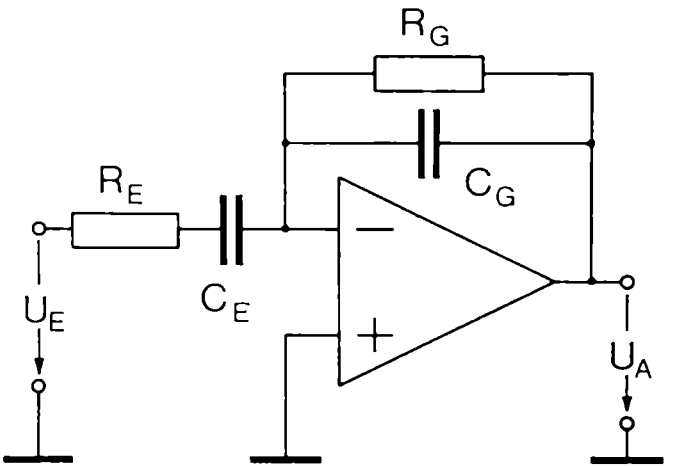


Bild 19.2
Differentiator (siehe Text)

20 Funktionsgeber mit Dioden

Oft werden Anordnungen benötigt, die eine nichtlineare Funktion einer Veränderlichen herstellen. Wenn keine analytische Darstellungsmethode gefunden werden kann, oder diese zu aufwendig erscheint, so bedient man sich eines speziellen Funktionsgebers. Die meistbenutzte Anordnung ist der Diodenfunktionsgeber, bei dem die gewünschte Funktion durch Approximation realisiert wird. Die Kennlinie besteht dann aus einem Polygonzug von Tangenten- oder Sekantenabschnitten (Bild 20.1).

Eine Schaltung sei hier erläutert, die zwar kein Optimum hinsichtlich Aufwand und Verwendbarkeit darstellt, aber leicht zu übersehen ist (Bild 20.2). Ohne Berücksichtigung der Potentiometerbelastung durch die Widerstände R, bei einem Teilerfaktor x_a, x_b ... der Potentiometer und bei einer Diodendurchlaßspannung von U_D (Volt) ergibt sich:

$$\text{Zweig A: } I_a = x_a \frac{U_E}{R}$$

$$\text{Zweig B: } I_b = x_b \frac{U_E - U_D}{R}$$

$$\text{Zweig C: } I_c = x_c \frac{U_E - 2\,U_D}{R} \text{ usw.}$$

Man erhält also Ströme, die der Eingangsspannung (Zweig A) oder der Eingangsspannung minus einer Konstantspannung proportional sind. Der Proportionalitätsfaktor jedes Zweiges ist einstellbar.
Mit einem Rechenverstärker werden nun diese Ströme summiert und in eine proportionale Spannung übergeführt.

Die Ausgangsspannung am Addierer ist dann:

$$U_A = \frac{R_G}{R}\left[x_a \cdot U_E + x_b\,(U_E - U_D) + x_c\,(U_E - 2U_D)\,..\right]$$

Die Schaltung in Bild 20.2 ist nur für eine stetig steigende oder fallende Funktion verwendbar. Es sind sehr viele Schaltungsvariationen von Dioden-Funktionsgebern möglich. Bei geeignetem Schaltungsaufbau können Funktionen realisiert werden, die z. B. Wendepunkte aufweisen oder nicht durch den Ursprung gehen.

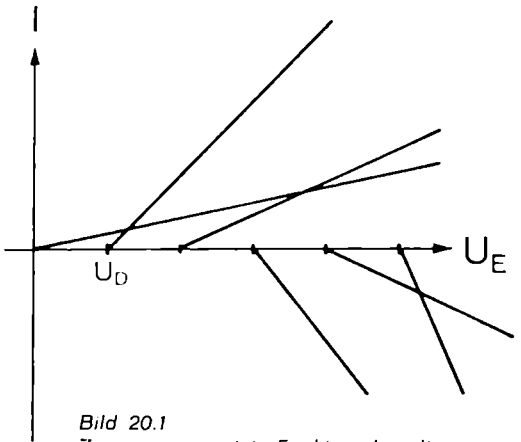
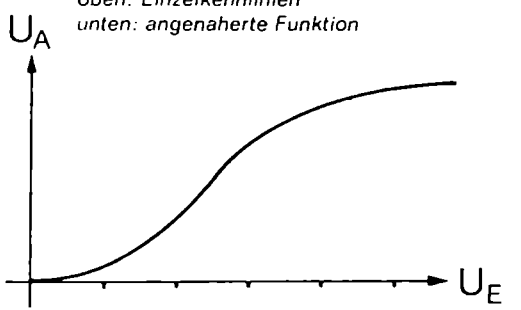


Bild 20.1
Zusammengesetzte Funktionskennlinie
oben: Einzelkennlinien
unten: angenaherte Funktion



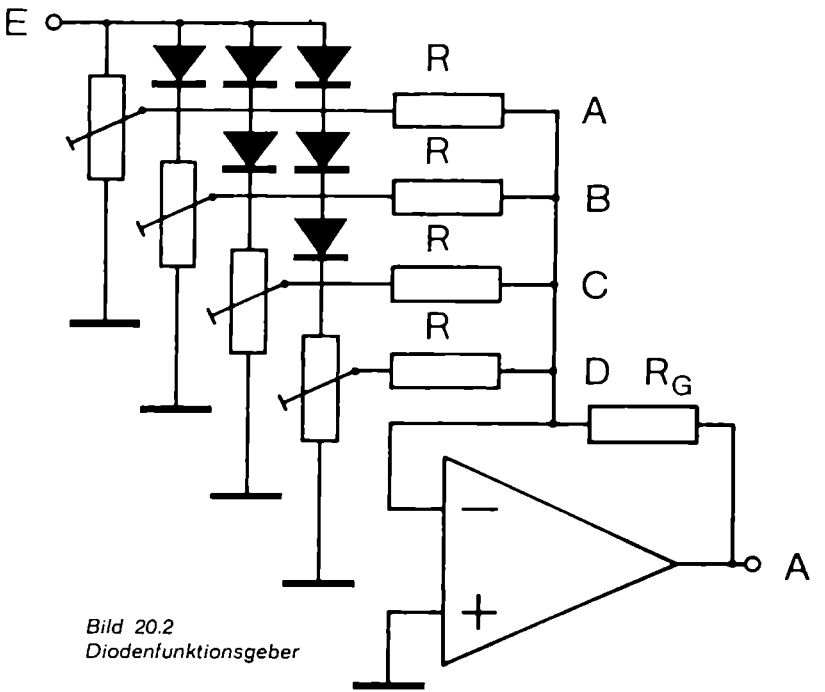


Bild 20.2
Diodenfunktionsgeber

21 Logarithmierer

Ein Funktionsgeber, der den Logarithmus einer Variablen bildet, ist der Logarithmierer mit Logarithmierdiode und Rechenverstärker. Die Diode wird in Sperrichtung betrieben. Vielfach wird anstelle der Diode ein Transistor verwendet, der einen Bereich logarithmischer Strom-Spannungs-Charakteristik aufweist. Ohne Berücksichtigung zusätzlicher konstanter Größen wird der allgemeine Zusammenhang von Ein- und Ausgangsspannung durch folgende Gleichung beschrieben:

$$U_A = \quad \log \frac{U_E}{R_E}$$

Bild 21.1 zeigt eine Schaltung mit einem Transistor in der Gegenkopplung. Für positive Eingangsspannungen wird ein npn-Transistor, für negative ein pnp-Transistor verwendet.

Eine Schaltung mit Diode ist in Bild 21.1 wiedergegeben. Mit den Daten einer Log-Diode (SIL 1, ITT):

$U_Z = y \cdot \log \frac{I_Z}{X}$ (dabei ist $y = 0{,}8\,V$, $x = 0{,}3 \cdot 10^9\,A$)

und $I_E = -I_Z$, $I_E = \frac{U_E}{R_E}$, $U_Z = \quad U_A$

ergibt sich für die Schaltung folgende Gleichung:

$$U_A = y \cdot \log \frac{-U_E}{R_E \cdot x}.$$

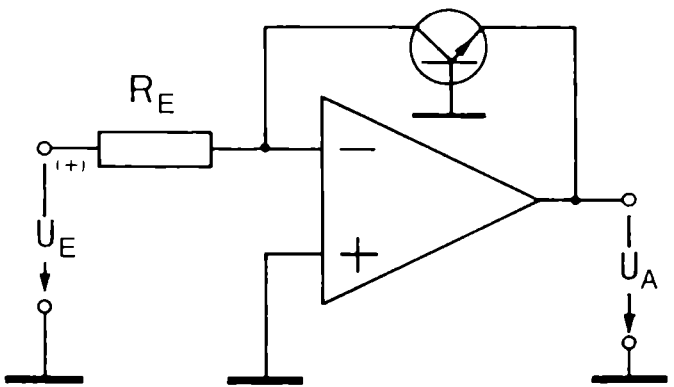


Bild 21.1
Logarithmierer mit Transistor

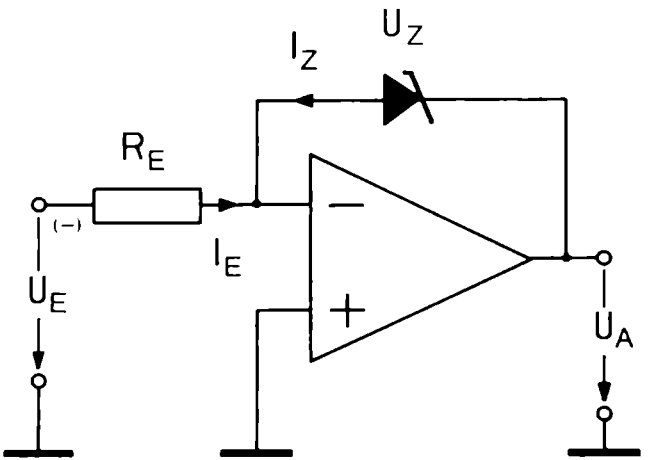
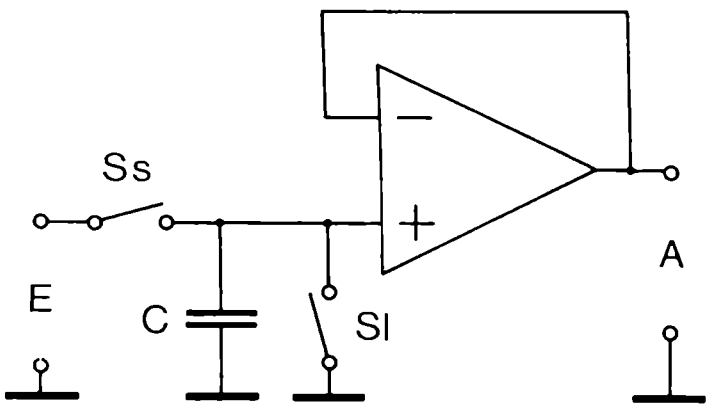


Bild 21.2
Logarithmierer mit Diode

22 Analogwertspeicher



54 *Bild 22.1 Analogwertspeicher Typ A*

Der Analogwertspeicher ist ein Spannungsspeicher. Er wird mit einer Spannungsquelle verbunden und von dieser durch einen Schalter getrennt, wenn der zu speichernde Wert vorliegt. Es können zwei Arten von Speichern unterschieden werden, die mit Typ A und Typ B bezeichnet seien.

Typ A: Man geht von einem parallel zur Signalspannung angeordneten Speicherkondensator aus, dessen Spannung von einer Impedanzwandlerschaltung hochohmig abgetastet wird (Bild 22.1).

Typ B: Bei einer Integrationsschaltung mit einem Speicherkondensator als Gegenkopplungselement wird der Ladevorgang beendet, wenn am Ausgang der zu speichernde Wert erscheint (Bild 22.2).

Der Speicherschalter (Ss) trennt die Schaltung von der Spannungsquelle, wenn der zu speichernde Wert vorliegt. Mit Hilfe des Löschschalters (Sl) wird die Schaltung durch Entladen des Speicherkondensators wieder auf Null zurückgesetzt. Das kann auch erreicht werden, wenn die Eingangsspannung bei geschlossenem Speicherschalter den Wert Null annimmt.

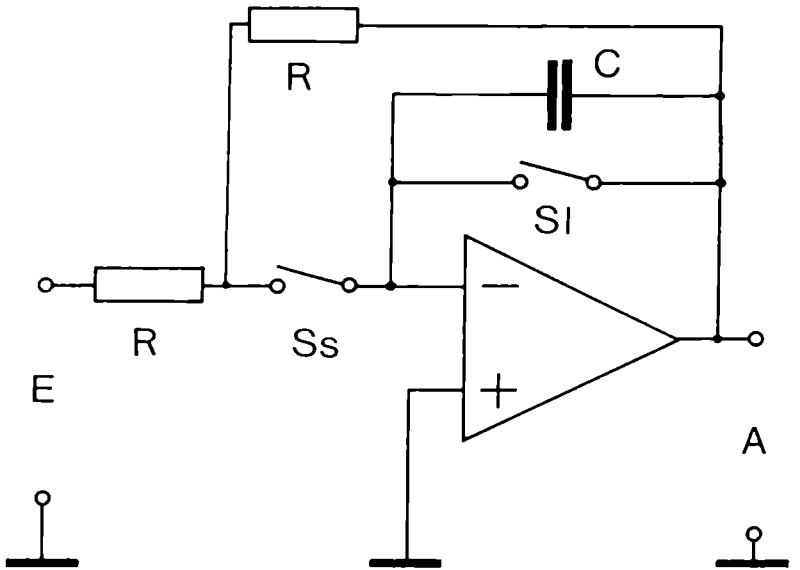


Bild 22.2 Analogwertspeicher Typ B

23 Maximalwertspeicher

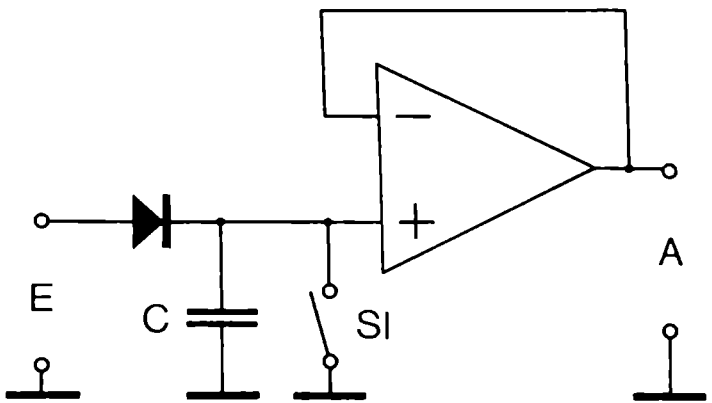


Bild 23.1 Maximalwertspeicher Typ A

Mit einem Maximalwertspeicher wird der maximale Spannungswert gespeichert, der während der Meßdauer am Eingang auftritt.

Ein Beispiel für einen Maximalwertspeicher, dessen Grundschaltung der Speicher vom Typ A bildet, zeigt Bild 23.1. Wegen der nichtidealen Eigenschaften der Diode, für die bei dieser einfachen Schaltung keine Kompensationsmaßnahmen vorgesehen sind, ist die Schaltung fehlerbehaftet.

Man könnte die Schaltung in dieser Hinsicht verbessern, wenn die Diode durch ein mechanisches Relais ersetzt wird, das bei Erreichen des Maximalwertes öffnet.

Ein weiterer Maximalwertspeicher, der elektronisch schaltet und auf dem Typ B aufgebaut ist, zeigt Bild 23.2. Der Kondensator kann nur aufgeladen werden. Eine Entladung wird von der Diode D 1 verhindert. Über den Zweig D2—R wird die Ausgangsspannung kontrolliert. Wenn $U_E = -U_A$, wird der Strom durch den Kondensator Null, d. h. die Kondensatorspannung steigt nicht weiter. Die Diode D 2 soll die Durchlaßspannung und den Temperaturgang der Diode D 1 kompensieren. Die beiden Schaltungen sind für positive Eingangsspannungen gezeichnet.

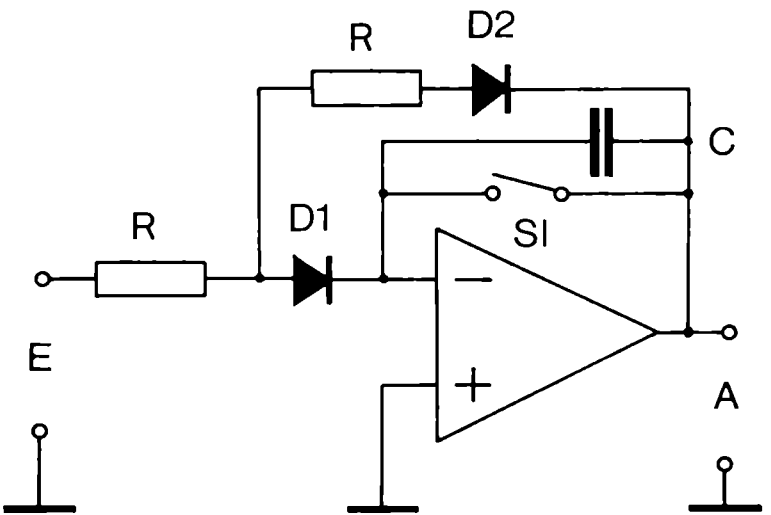


Bild 23.2 Maximalwertspeicher Typ B
Dimensionierungsbeispiel: R = 2,2 kΩ, C = 10 µF

24 Einweggleichrichter

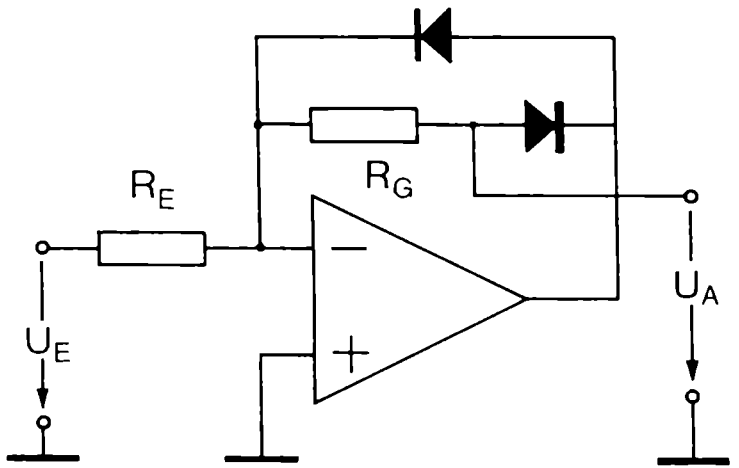
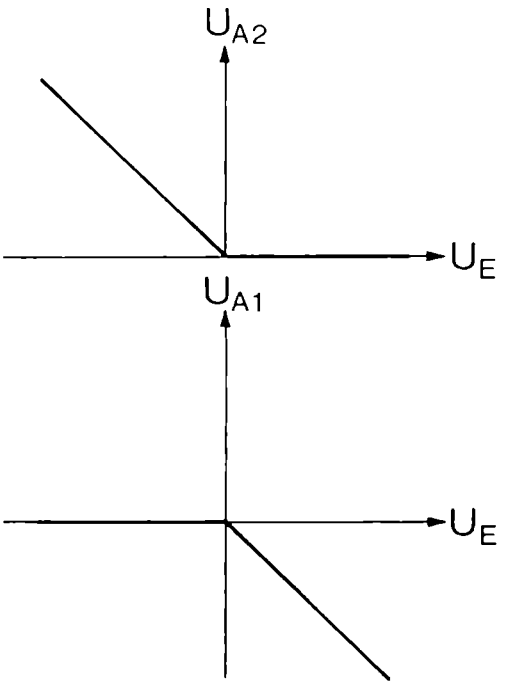


Bild 24.1
Einweggleichrichter

Dimensionierungsbeispiel:
$R_E = R_G = 10\ k\Omega$

Eine normale Gleichrichterschaltung ist besonders bei kleinen Spannungen wegen der Eigenschaften der Diodenstrecke nicht linear. Mit der Verwendung von Rechenverstärkern gelingt es, diesen Fehler um den Faktor der Leerlaufverstärkung zu vermindern.
Einen genauen Einweggleichrichter zeigt Bild 24.1. Eine positive Eingangsspannung erscheint am Ausgang invertiert, wenn $R_E = R_G$. Bei negativer Eingangsspannung ist die Ausgangsspannung 0 Volt. Diese Verhältnisse lassen sich polaritätsmäßig natürlich durch Umpolen der Dioden umkehren.

Weichen R_E und R_G in ihren Werten voneinander ab, so erscheint in der Durchlaßphase am Ausgang die Spannung $U_A = -\frac{R_G}{R_E} \cdot U_E$.



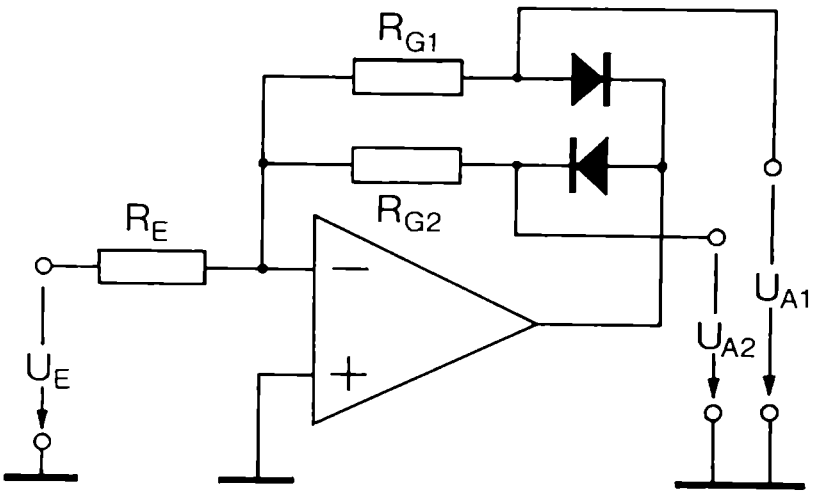


Bild 25.1
Polaritätstrenner mit Kennlinien der beiden Ausgänge

Dimensionierungsbeispiel: $R_E = R_{G1} = R_{G2} = 10\ k\Omega$

Zur Polaritätstrennung wird mit je einem getrennten Gegenkopplungszweig eines Rechenverstärkers eine Einweggleichrichtung durchgeführt. Die Schaltung kann verwendet werden, wo positiver und negativer Teil einer Wechselspannung getrennt verarbeitet oder gemessen werden sollen (Bild 25.1).

26 Doppelweggleichrichter

Eine Möglichkeit der exakten Doppelweggleichrichtung, die sich besonders für Anzeigeinstrumente eignet und die mit nur einem Rechenverstärker auskommt, zeigt das Bild 26.1.

Der durch das Meßwerk fließende Strom I ergibt sich aus U_E und R zu $I = \frac{U_E}{R}$.

Aus der besprochenen Einweggleichrichterschaltung kann mit einem zusätzlichen Rechenverstärker eine Doppelweggleichrichter-Anordnung entwickelt werden. Dazu wird das bei der Gleichrichtung gewonnene, um den Faktor 2 angehobene und invertierte Signal zur Eingangsspannung addiert (Bild 26.2).

Der Frequenzgang dieser Gleichrichterschaltungen entspricht etwa dem der verwendeten Rechenverstärker.

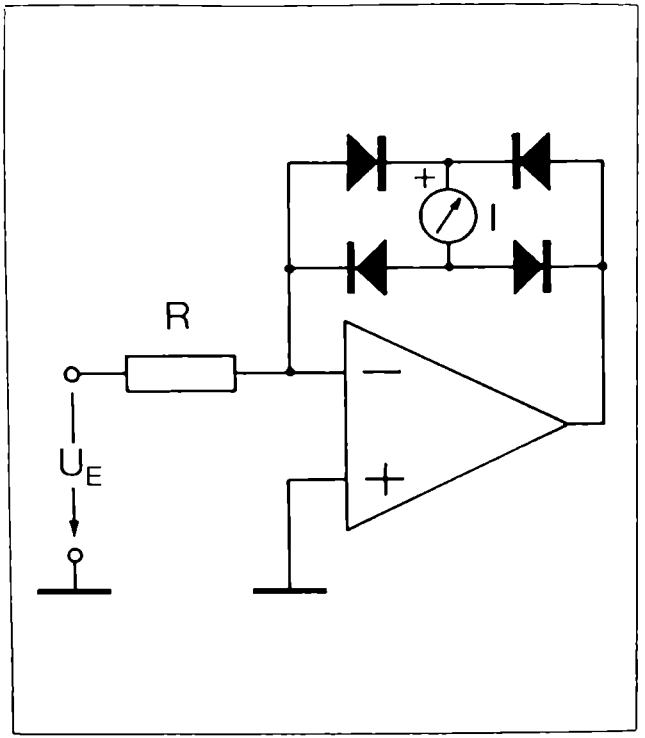


Bild 26.1
Doppelweggleichrichter zur Effektivspannungsanzeige mit Gleichstrommeßgerät

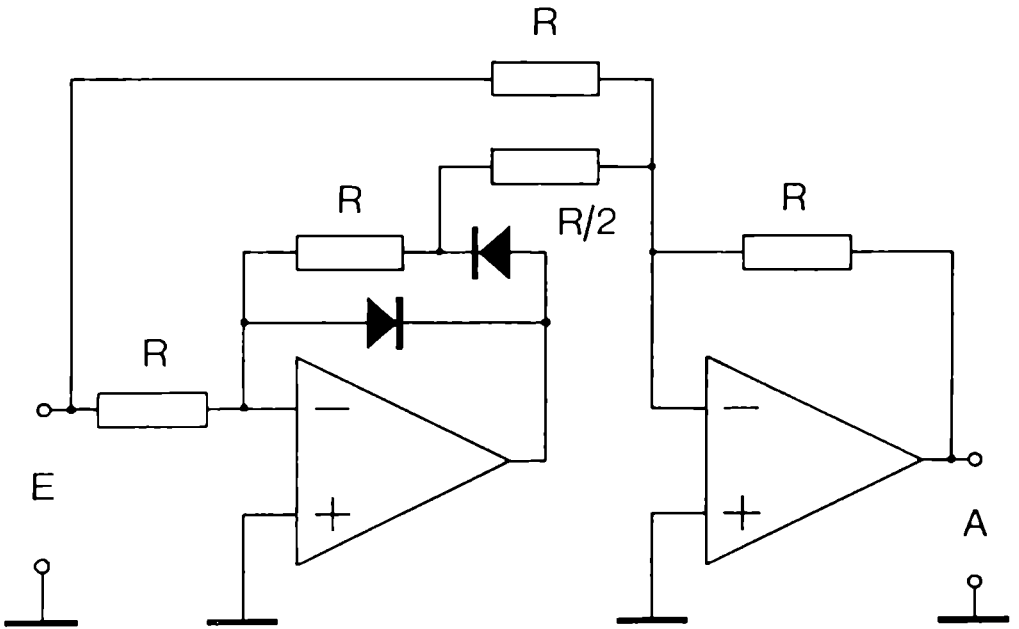


Bild 26.2 Doppelweggleichrichter
Dimensionierungsbeispiel: R = 10 kΩ

27 Multiplizierer

Multiplikation mit konstantem Faktor

Soll die verrechnete Spannung größer als die eingegebene Spannung sein, so verwendet man zur Multiplikation einen Verstärker; ist nur eine Abschwächung erforderlich, so kann auch ein einfacher Spannungsteiler eingesetzt werden. In beiden Fällen kann der Multiplikationsfaktor durch Regelwiderstände einstellbar gemacht werden.

Multiplikation zweier Variabler

Üblicherweise wird der Multiplizierer in Geräten zur Verrechnung analoger Größen als Baueinheit betrachtet, deren man sich bei der Bildung des Produkts zweier Variabler und des Quadrats einer Größe bedient. Mit einem zusätzlichen Rechenverstärker können Schaltungen aufgebaut werden, die den Quotienten zweier Variabler und die Quadratwurzel einer Größe ermitteln.

Es existiert eine Reihe von Methoden, elektronisch zu multiplizieren. Eine Möglichkeit ist das sogenannte Zwei-Parabel-Verfahren (Bild 27.1). Dieses beruht auf der elektronischen Nachbildung einer mathematischen Gleichung:

$$A = E_1 \cdot E_2 = \frac{1}{4}\left[(E_1 + E_2)^2 - (E_1 - E_2)^2\right]$$

Damit gelangt man von der technisch problematischen direkten Multiplikation zu Funktionen, die einfacher zu verwirklichen sind. Die Quadratfunktionen werden von Diodenfunktionsgebern gebildet, Addition und Subtraktionen werden in bekannter Weise mit Rechenverstärkern ausgeführt. Die Anordnung verrechnet Eingangsspannungen beider Polaritäten vorzeichenrichtig. In der praktischen Anwendung liegen an E_1 und E_2 bei Vollaussteuerung 10 Volt, entsprechend dem Rechenwert 1. Das Produkt ist dann wieder 1, also 10 Volt. Die Ergebnisgleichung für den Multiplizierer lautet:

$$A = E_1 \cdot E_2 \cdot \frac{1}{10\ \text{Volt}}$$

Wenn z. B. die Multiplikationsgleichung $0{,}8 \cdot 0{,}6 = 0{,}48$ verwirklicht wird, dann sind die Spannungen an E_1 und E_2 8 Volt bzw. 6 Volt und an A 4,8 Volt.
Mit einem Zwei-Parabel-Multiplizierer wird bei großen Analogrechenanlagen eine Abweichung von nur etwa 0,2 %, bezogen auf Vollsteuerung, erreicht.

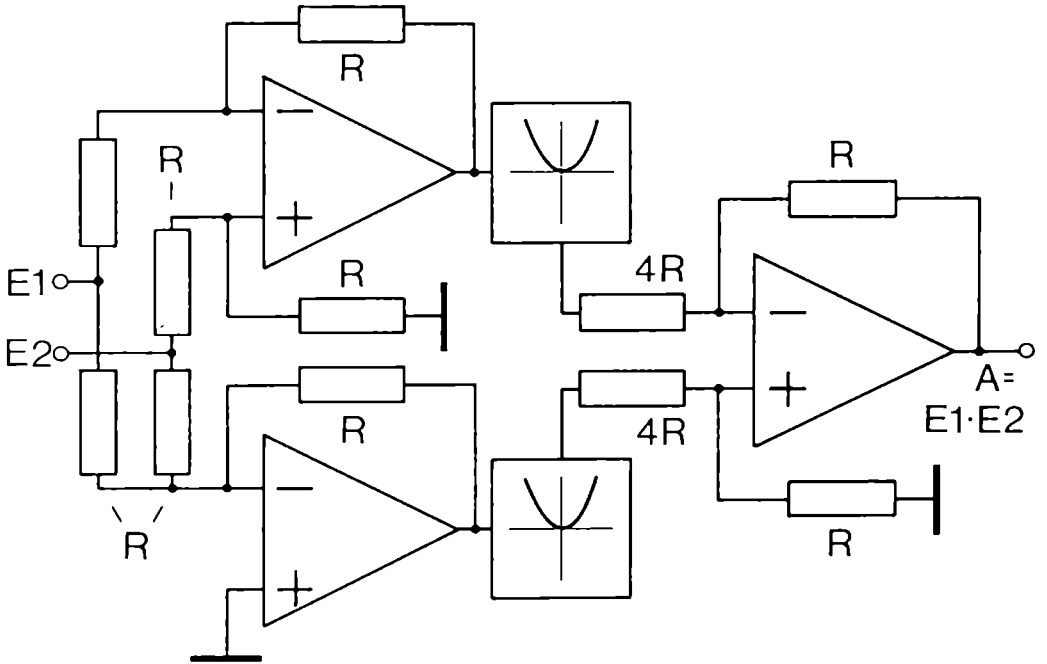


Bild 27.1 Zwei-Parabel-Multiplizierer

28 Dividierer

Division mit konstanter Nennergröße

Eine Division mit konstantem (einstellbarem) Nenner ist einer Multiplikation mit konstantem (einstellbarem) Faktor gleichzusetzen. Dazu können Spannungsteiler und Verstärker verwendet werden.

Division zweier Variabler

In der Analogrechentechnik wird die Division fast ausschließlich von der Multiplikation abgeleitet. Dabei liegt ein Multiplizierer in der Rückführung eines Rechenverstärkers. Dieses Verfahren hat zwei Varianten mit derselben Grundschaltung (Bilder 28.1 und 28.3).

E_1 ist die Zählereingangsgröße
E_2 ist die Nennereingangsgröße
Für den Knotenpunkt x gilt (Bild 28.1):
$A = -V\,(A \cdot E_2 + E_1)$

Daraus ergibt sich:

$A \approx \dfrac{E_1}{1/V + E_2}$, richtig wäre aber: $A = (-)\,\dfrac{E_1}{E_2}$

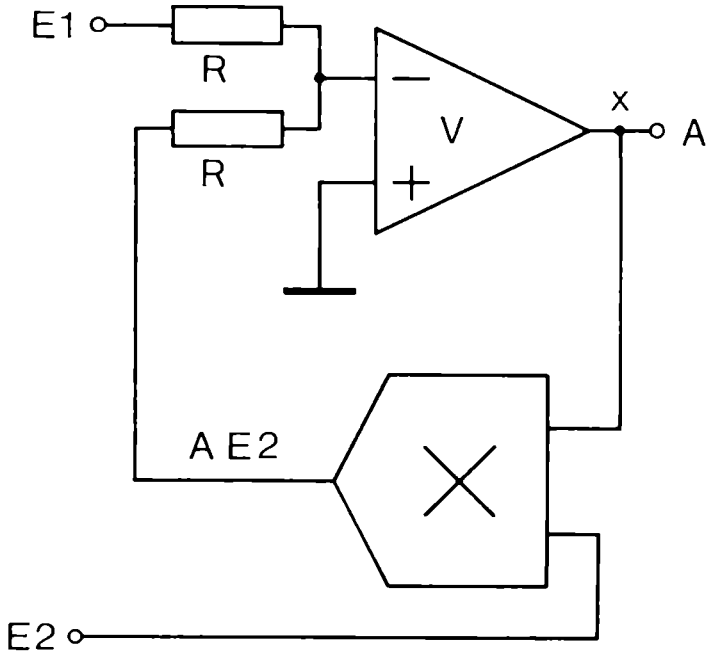
Der Quotient der Ergebnisgleichung weicht somit um den Summand 1/V im Nenner vom exakten Wert ab.

Die Eingangsgröße E_1 kann beide Polaritäten, die Eingangsgröße E_2 aber nur eine Polarität annehmen; der Dividierer ist nur für zwei Quadranten verwendbar. Um die Schaltung für die Praxis brauchbar zu machen, muß versucht werden, den Wert 1/V so klein wie möglich zu machen oder zu eliminieren. Es werden dazu zwei Methoden angegeben.

Wird für die angegebene, fehlerbehaftete Ergebnisgleichung der Fehler ermittelt, so ergibt sich:

$$F = \frac{1}{1 + E_2 \cdot V}$$

Der Fehler tritt um so stärker in Erscheinung, je geringer der Nennereingang beaufschlagt wird und ist unabhängig von der Zählereingangsaussteuerung. Bild 28.2 zeigt den grundsätzlichen Verlauf des Fehlers in Abhängigkeit von der Nenneraussteuerung.



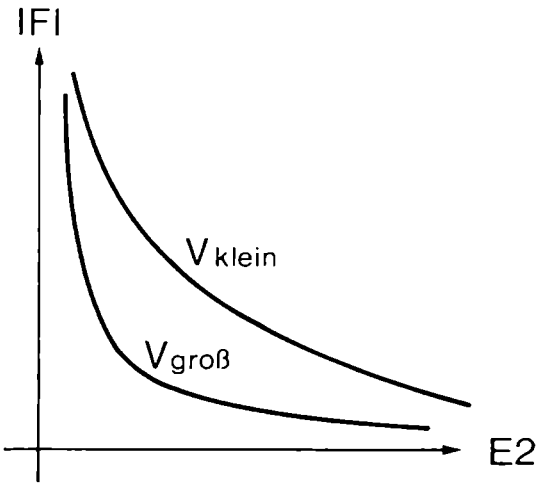


Bild 28.1
Dividierer (siehe Text)

Dimensionierungsbeispiel (ohne R_G) :
$R = 4{,}7\ k\Omega$

Bild 28.2
Fehler in Abhangigkeit von der Nenneraussteuerung

Erste Methode zur Fehlerberichtigung

Bei der in Bild 28.1 angegebenen Schaltung ist die Verstärkung V die einzige Größe, auf die Einfluß genommen werden kann. Um den Fehler zu verkleinern, müßte V möglichst groß gemacht werden. Dieser Maßnahme ist jedoch eine Grenze durch die Möglichkeit der Selbsterregung gesetzt, die besonders von einer Phasendrehung des Multiplizieres herrühren kann. Der Verstärkungsfaktor kann andererseits klein gehalten werden, wenn man sich mit einem kleineren Verhältnis von minimaler und maximaler Nenneraussteuerung begnügt, besonders dann, wenn letzterer der maximal möglichen Aussteuerung entspricht.

Vielfach wird der Verstärker mit seiner Leerlaufverstärkung betrieben; der Gegenkopplungswiderstand entfällt dann. Ein Kondensator, der parallel zu R_G bzw. an dessen Stelle eingesetzt wird, kann verhindern, daß die Schaltung schwingt. Sein Wert wird am einfachsten durch Probieren ermittelt.

Wird bei Maximalaussteuerung durch Einstellen der Multiplizierer-Ausgangsspannung auf Fehler 0 abgeglichen, so ist für eine Nenneraussteuerung zwischen 10% und 100% der Maximalaussteuerung und einem maximalen Fehler von 1% ein Verstärkungsfaktor von etwa 1000 nötig. Ergibt sich aus dem Verwendungszweck des Dividierers, daß ein Aussteuerungsbereich zwischen 50% und 100% genügt und ein Fehler von 1% zulässig ist, so ist nur noch eine Verstärkung von weniger als 200 nötig.

Zweite Methode zur Fehlerberichtigung

Eine Möglichkeit, den Wert 1/V in der Ausgangsgleichung zu eliminieren, ergibt sich, wenn zur Nennereingangsgröße E2 ein der Größe 1/V entsprechender Wert hinzugefügt wird:

$$A = \frac{-E_1}{1/V + E_2 - K}, \text{ für } K = 1/V \text{ ist } A = \frac{E_1}{E_2}$$

Der Ergebniswert A erscheint jetzt fehlerlos.

Wenn K den Rechenwert 1 (Vollaussteuerung) erhält, dann wird V = 1. Damit wäre die Möglichkeit der Selbsterregung des Dividierkreises ausgeschaltet.

Es gilt die angegebene Fehlerformel, für 1/V ist jetzt (1/V—K) einzusetzen. Differieren K und 1/V nur um 1%, so ergibt sich etwa ein Fehler, der bei K = 0 (Bild 28.1) auftreten würde, wenn V nur 100 wäre. Der Spannungswert für K und dessen Einwirkung auf den Dividierkreis müssen sehr stabil gehalten werden. Diese zweite Methode zur Fehlerberichtigung ist also kritisch.

Ein Beispiel soll dies veranschaulichen:
Sinkt fur $K = 0$ die Verstarkung von $V = 1000$ auf $V = 500$, so ändert sich bei 10%iger Ansteuerung von E_2 der entstehende Fehler um

$$F = (- \frac{100}{1 + 0{,}1 \cdot 1000} + \frac{100}{1 + 0{,}1 \cdot 500}) \% = \text{ca. } 1\,\%$$

ändert sich jedoch bei der zweiten angegebenen Methode K oder 1/V (bzw. V) um 1%, so wird die Ausgangsspannungsänderung

$$F = 100\,(1 - \frac{0{,}1}{+ (-)\,0{,}01 + 0{,}1}) \% = \text{ca. } 10\,\%$$

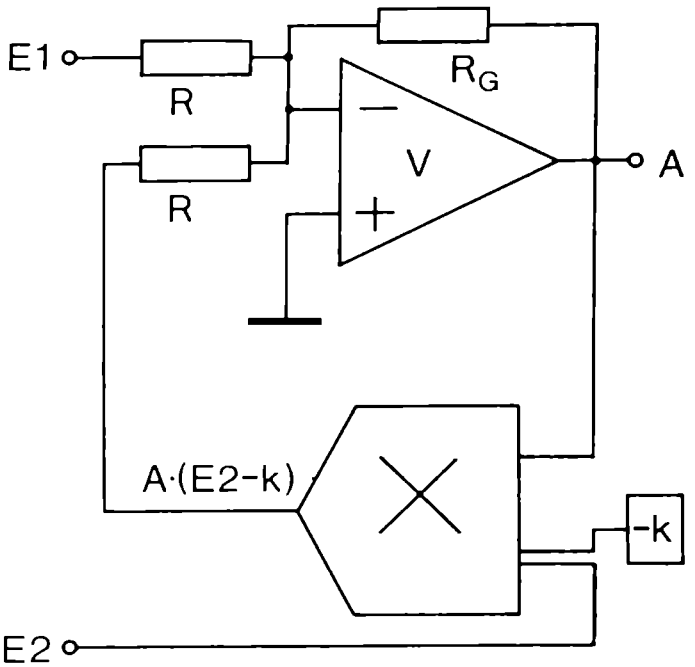


Bild 28.3
Dividierer (siehe Text)

Dimensionierungsbeispiel mit K = 1 (10 Volt) :
$R = R_G = 4{,}7\ k\Omega$

29 Wechselspannungsverstärker

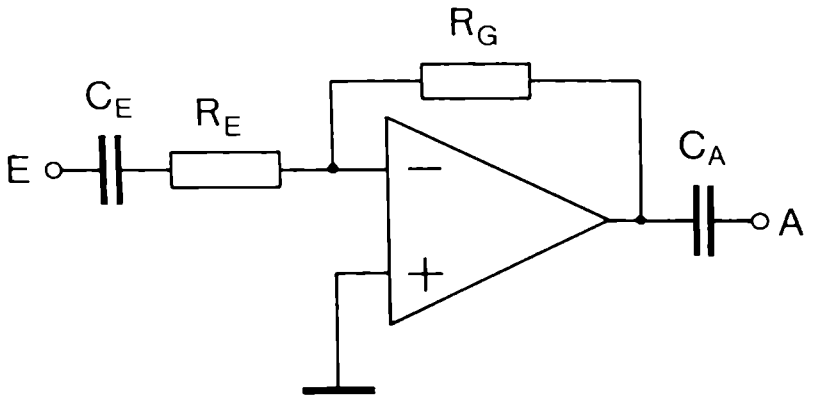


Bild 29.1 Wechselspannungsverstärker

Rechenverstärker können auch zur Wechselspannungsverstärkung herangezogen werden. Der Gleichspannungsanteil der Signalspannung wird dabei nicht berücksichtigt. Zur Beschaltungsweise für Gleichspannungsverstärkung werden am Ein- und Ausgang Kondensatoren hinzugefügt. Bild 29.1 zeigt als Beispiel einen invertierenden Verstärker. Maßnahmen zur Nullpunkteinstellung können hier natürlich entfallen. Die Verstärkung tiefer Frequenzen wird durch den Frequenzgang bestimmt, den die R-C-Glieder verursachen;

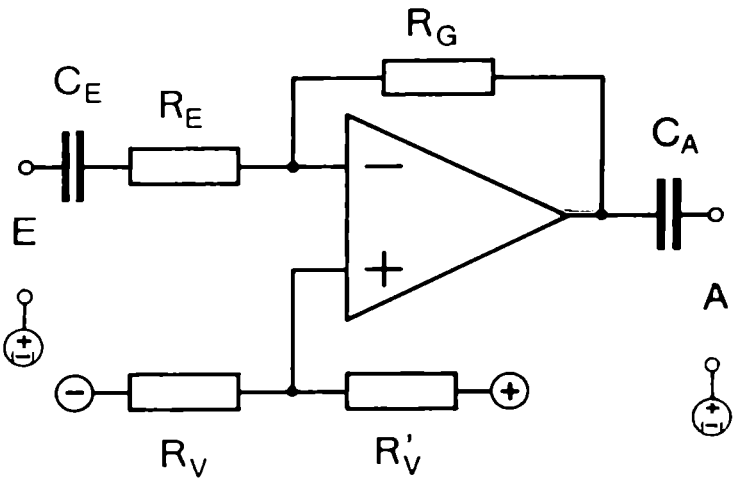


Bild 29 2 Wechselspannungsverstärker, Versorgung mit einfacher Betriebsspannungsquelle

die Verstärkung hoher Frequenzen ist von den Verstärkereigenschaften abhängig, die den Datenblättern entnommen werden können.

Besonders bei Wechselspannungsverstärkern ist es möglich, den Rechenverstärker mit einer Betriebsspannung nur einer Polarität zu versorgen; siehe dazu Bild 29.2. Bei dieser invertierenden Schaltung wird der nichtinvertierende Verstärkereingang bei halber Betriebsspannung festgehalten; dann ist $R_V = R'_V$. Als gemeinsamer Bezugspunkt kann der positive oder der negative Anschluß des Stromversorgungsteiles dienen.

30 Komparator

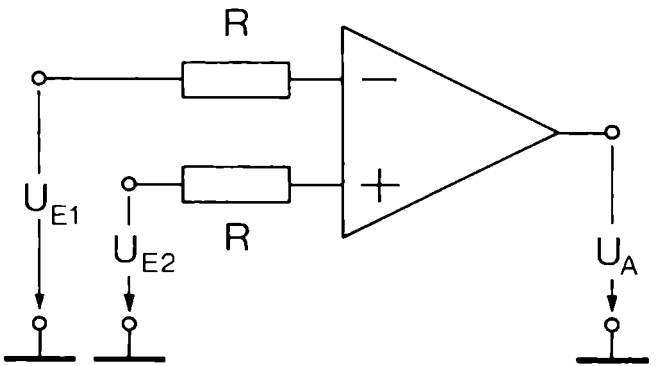


Bild 30.2 Komparator für Spannungen unterschiedlicher Polarität
Dimensionierungsbeispiel: R = 4,7 kΩ

Der Komparator ist prinzipiell ein hochverstärkender Verstärker, an dessen beiden Eingängen zwei Spannungen verglichen werden. Bei einer sehr kleinen Differenz zwischen beiden Eingangsspannungen ändert sich die Ausgangspolarität oder die Ausgangsspannung des Komparators innerhalb einer kurzen Zeit, die u. a. abhängig ist von der Änderungsgeschwindigkeit der Eingangsspannungen und von der Art des Komparators.

Dazu muß erwähnt werden, daß ein Rechenverstärker zwar als Komparator geeignet ist, aber nicht eingesetzt werden kann, wenn sehr hohe Schaltgeschwindigkeiten gefordert werden, da die Verstärkung des Rechenverstärkers bei höheren Frequenzen abgesenkt wird.

Die Schaltungen in Bild 30.1 und 30.2 zeigen die beiden Schaltungsarten. Schaltung 30.1 ist für Spannungen

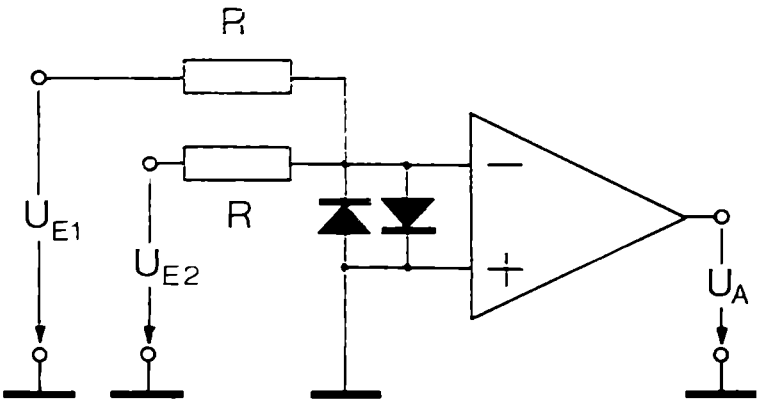


Bild 30.1 Komparator für Spannungen gleicher Polarität

gleicher Polarität zu verwenden. Die Schaltung 30.2 verarbeitet Eingangsspannungen unterschiedlicher Polarität. Der Polaritätswechsel am Verstärkerausgang erfolgt bei $U_{E1} = U_{E2}$. Zum Schutz des Verstärkers wird zwischen den Eingängen meist ein antiparallel geschaltetes Diodenpaar vorgesehen. Ohne zusätzliche Maßnahmen befindet sich der als Komparator geschaltete Rechenverstärker dauernd im Zustand der Übersteuerung, wodurch das Umspringen verzögert wird. Dies kann verhindert werden, wenn zwei entgegengesetzt gepolte und in Reihe geschaltete Z-Dioden (für $U_A = 4 \ldots 10$ V) oder (besser) zwei antiparallel geschaltete Dioden (für U_A ca. 0,5 V) vom Verstärkerausgang zum (—)-Eingang gelegt werden.

31 Astabile Kippstufe

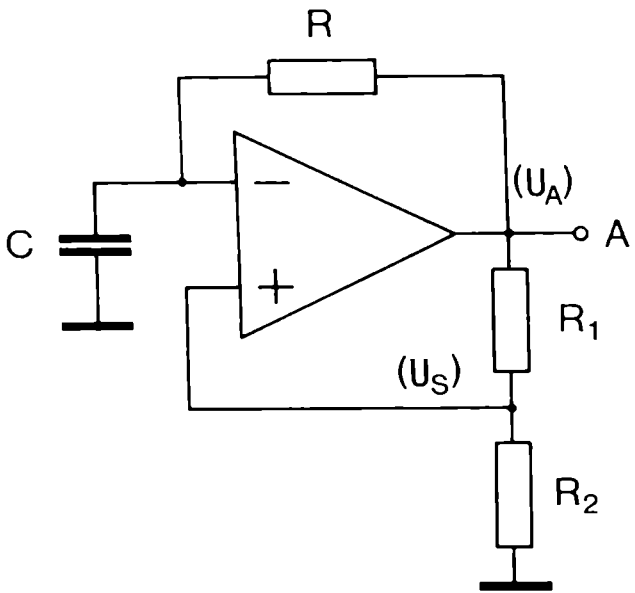


Bild 31.1
Astabile Kippstufe

Dimensionierungsbeispiel für ca. 10 Hz:
$R = 100\ k\Omega$, $C = 1\ \mu F$, $R_1 = 10\ k\Omega$, $R_2 = 3{,}3\ k\Omega$

Das Ausgangspotential einer astabilen Kippstufe wechselt sprunghaft periodisch zwischen zwei Werten. Das Ausgangssignal hat damit einen rechteckförmigen Verlauf. Mit einem Rechenverstärker kann eine astabile Kippstufe aufgebaut werden, deren Funktion an Hand der Schaltung in Bild 31.1 erläutert sei.

Der Kondensator C wird über den Widerstand R von der maximalen Ausgangsspannung U_A des Verstärkers aufgeladen. Die Spannung U_S am (+)-Eingang des Rechenverstärkers ist

$$U_S = U_A \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

Wenn die Kondensatorspannung am (—)-Eingang die Spannung U_S überschreitet, wechselt die Spannung am Ausgang des Rechenverstärkers die Polarität. Der Kondensator wird nun umgeladen und erreicht bzw. überschreitet den Wert U_S, wodurch die Ausgangspolarität des Rechenverstärkers wieder den ursprünglichen Wert annimmt.

Der Vorgang wiederholt sich periodisch und es kann schon jetzt gesagt werden, daß er um so schneller verläuft, je kleiner die Zeitkonstante $R \cdot C$ und das Teilerverhältnis R_2/R_1 ist. Dies soll durch die Ermittlung der Zeitgleichung, die die Zeit- bzw. Frequenz als Funktion der Bauelemente wiedergibt, bestätigt werden.

Die Zeit, während der die Kippstufe in einer Stellung verharrt, ist gleich der Zeit, die benötigt wird, um den Kondensator durch die beispielsweise positive Spannung U_A von $-U_S$ auf $+U_S$ aufzuladen.
Mit T als der gesuchten Zeit ist:

$$T = R \cdot C \ln \frac{U_L}{U_L - U_C}$$

hierbei ist U_L die Lade- und U_C die Kondensatorspannung.
Für das Schaltungsbeispiel ist

$$U_L = U_A + U_S = U_A \cdot \frac{R_1 + 2R_2}{R_1 + R_2} \text{ und}$$

$$U_C = 2U_S = 2U_A \frac{R_2}{R_1 + R_2},$$

damit wird $T = R \cdot C \cdot \ln (1 + 2 \frac{R_2}{R_1})$.

Die Frequenz der astabilen Kippstufe ergibt sich daraus mit

$$f = \frac{1}{2 \cdot T} \text{ zu } f = \frac{1}{2\,RC \cdot \ln (1+2 \frac{R_2}{R_1})}$$

Bild 31.2 zeigt das Ausgangssignal einer astabilen Kippstufe.

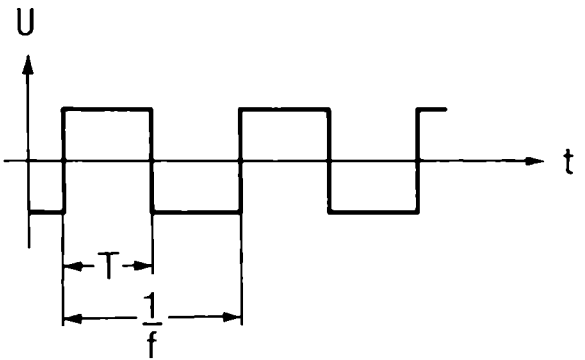


Bild 31.2
Astabile Kippstufe, Ausgangssignal

32 Monostabile Kippstufe

Bei der monostabilen Kippstufe ist von zwei möglichen Spannungszuständen des Ausganges nur einer stabil. Die Kippstufe kann durch einen zugeführten Impuls in einen labilen Zustand gebracht werden, verharrt in diesem eine durch die Schaltelemente bestimmte Zeit, um danach wieder in den stabilen Zustand zurückzufallen.
Die kennzeichnende Größe einer solchen Anordnung ist die Zeit des labilen Zustandes.
Bild 32.1 zeigt ein Schaltbeispiel für eine monostabile Kippstufe mit Rechenverstärker. Die Stufe ist stabil, wenn die Diode D_C leitet. In der gezeichneten Schaltung ist dies der Fall für eine negative Spannung am Ausgang. Der Spannungsteiler am Verstärkerausgang muß so bemessen sein, daß die Spannung am (+)-Eingang größer als die Diodendurchlaßspannung (ca. 0,3—0,7 V) ist. Wird die Ausgangsspannung nicht durch besondere Maßnahmen begrenzt, entspricht sie der maximal möglichen Ausgangsspannung des übersteuerten Verstärkers.
Ein positiver Sprung, der an den Auslöseeingang E gelangt, bewirkt, daß die Ausgangsspannung von negativer zu positiver Polarität kippt. Die (positive) Spannung am Kondensator steigt dann solange an, bis sie die (positive) Spannung am (+)-Eingang übersteigt, wodurch die Spannung am Ausgang wieder negativ wird. Der Rechenverstärker hat dabei die Funktion eines Komparators.
Wenn die Diode umgepolt wird, vertauschen sich die aufgezeigten Polaritätsverhältnisse.
Die Zeitdauer des labilen Zustandes ergibt sich aus der Umladung des Kondensators C über den Widerstand R durch die Ausgangsspannung U_A des Verstärkers von der Spannung U_D auf die um den Teilerfaktor des Spannungsteilers verminderte Verstärkerausgangsspannung der anderen Polarität.
Wenn wieder wie beim Ableiten der Zeitgleichung der astabilen Kippstufe von der allgemeinen Ladegleichung ausgegangen wird, als Ladespannung $U_L = U_D + U_A$ und als Kondensatorspannung $U_C = U_S + U_D$ eingesetzt wird, so ergibt sich mit

$$U_S = U_A \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} : T = R \cdot C \cdot \ln \left[(1 + \frac{U_D}{U_A}) \cdot (1 + \frac{R_2}{R_1}) \right]$$

Für die praktische Berechnung kann der Term $(1 + \frac{U_D}{U_A})$ entfallen, er wirkt sich auf die Zeit T nur gering aus. Die gesuchte Zeit ist dann abhängig von R, C und dem Verhältnis R_2/R_1.

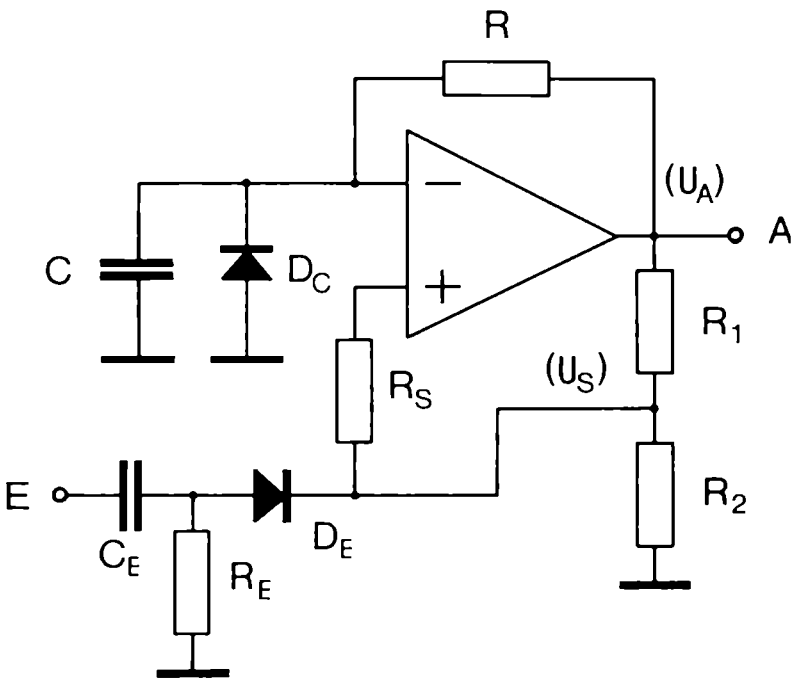


Bild 32.1
Monostabile Kippstufe

Dimensionierungsbeispiel für T = ca. 2 s:
R = 1 MΩ, C = 10 µF, R_1 = 10 kΩ, R_2 = 2,2 kΩ,
C_E = 0,22 µF, R_E = 100 kΩ, R_S = 33 kΩ

Anhang

Absolute Grenzwerte:

+18V, —18V	Betriebsspannung
± 5 V	max. differentielle Eingangsspannung
±10 V	max. Gleichtakteingangsspannung

Typische Werte für Betriebsspannung ±15 Volt:

3 mV	Eingangsoffsetspannung
6 µV/° C	Temperaturabhängigkeit der Offsetspannung
100 nA	Eingangsoffsetstrom
300 nA	Eingangsstrom
250 kΩ	Differentieller Eingangswiderstand
25 µV/V	Betriebsspannungseinfluß
±14 V	max. Ausgangsspannung
150 Ω	Ausgangswiderstand
45000	Verstärkung

Die wichtigsten Daten eines Rechenverstärkers (Typ 709 C)

Bild 33.1 zeigt das Anschlußschema für den Rechenverstärker vom Typ 709 im Dual-in-line-Gehäuse. Der Verstärker ist auch im T0-5-Gehäuse lieferbar. Die Werte R_1, C_1 und C_2 sind externe Beschaltungselemente zur Frequenzgangeinstellung. Die C-Werte sind um so kleiner, je größer die Verstärkung V des beschalteten Verstärkers ist.

V = 1	: C_1 = 5000 pF,	R_1 = 1,5 kΩ,	C_2 = 200 pF
V = 10	: C_1 = 500 pF,	R_1 = 1,5 kΩ,	C_2 = 20 pF
V = 100	: C_1 = 100 pF,	R_1 = 1,5 kΩ,	C_2 = 3 pF
V = 1000:	C_1 = 10 pF,	R_1 = 0	C_2 = 3 pF
V = 1000:	C_1 = 10 pF,	R_1 = 0	C_2 = 3 pF

Wenn ein optimaler Frequenzgang keine Rolle spielt, was für sehr viele Anwendungsfälle zutrifft, kann auch bei höherer Verstärkung die Dimensionierung für V = 1 verwendet werden (bei entsprechend besserer Stabilität!).

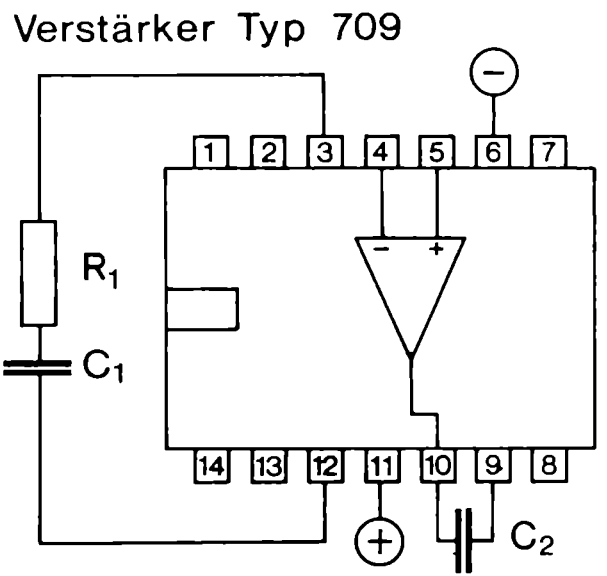
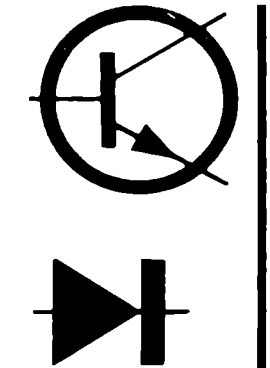


Bild 33.1 Anschlußschema des Rechenverstärkers vom Typ 709

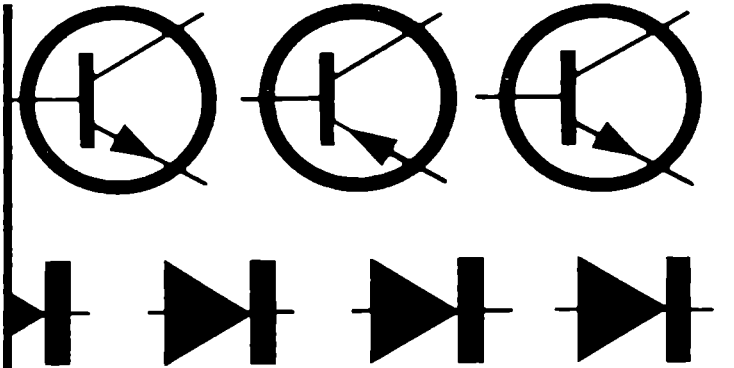


Jeder Band ein Gewinn für Beruf und Freizeit: Er bietet dem Nachwuchs und dem Amateur das Rüstzeug zum Verständnis elektronischer Vorgänge und zum Aufbau von Schaltungen. Er gibt dem Fachmann darüber hinaus wertvolle Informationen. Der Stoff ist frei von allem Ballast — klar und lebendig dargeboten. Der Leser gewinnt nebenbei ein solides Wissen um die Grundlagen der Elektronik

Verlag Frech
Stuttgart-Botnang

80 Seiten
61 Zeichnungen

DM 6,80



Bergtold

Elektronik-Bauelemente

Verlag Frech
7 Stuttgart 1

1 30 Schaltungen
2 35 Schaltungen
3 36 Schaltungen
4 Meßgeräte
5 Transistoren - neu
6 37 Schaltungen
7 Thyristoren
8 Fernsteuerschaltungen
9 NF-Verstärker
10 38 Schaltungen
11 Antennenverstärker
12 Fotowiderstände
13 Fotozellen
14 Fotohalbleiter
15 Digitalschaltungen
16 NF-Sonderschaltungen I
17 NF-Sonderschaltungen II
18 Thyratron PL 21
19 Schalten und Verstärken
20 Halbleitermessen
21 Auto-Elektronik
22 Relaisschaltungen
23 Experimente mit IS
24 Netzgeräte-Berechnungen
25 Neue Halbleiter
26 Moderne Bauelemente
27 Transistor-Tasten
28 Minispione
29 Stabilisierungsschalter
30 Integrierte Schaltungen
31 Impulsschaltungen
32 Dioden und Gleichrichter
33 Schwingkreis-Tabellen
34 Oszillografie
35 Stereoanlagen
36 Satelliten
37 Warngeräte
38 Tunneldioden
39 Netzgeräte-Baubuch
40 Bauelemente 1
41 Bauelemente 2
42 Bauelemente 3
43 Bauelemente 4
48 Triac 1
49 Triac 2
50 Antennenrotoren
51 Relaisbemessungen
52/53 Fernsteuerbaubuch
54 Heimelektronik
55 Astabile Kippschaltungen
56 Winkelfunktionen
57 Bausteine Empfänger
58 Oszillatoren u. Kleinsender
59 Gedruckte Schaltungen
60 Elektronik-Rechnen
62 Elektronik-Diagramme
64 Faktorzahlen
65 Moduln
71 Feldeffekt-Transistoren
72 Lichtleiter
73 Steuer- u. Regeltechnik
74 Analoge u. digitale Schaltungen
75 Elektroakustik
76 Überwachungseinrichtungen
77 Zeitgeber
78 Elektronik-Hits

TOPP »Elektronik«

Jeder Band ca. 80 Seiten, 30 Zeichnungen – Wir schicken Ihnen gerne ein Verzeichnis aller in dieser Reihe veröffentlichten ca. 1000 Schaltungen

Der Metallschweißer aus der Tube

(UHU-plus oft besser als Löten, Nieten, Schrauben, Schweißen!)

UHU-plus klebt nicht nur Stahl auf Stahl oder Aluminium auf Eisen. Es „verschweißt" praktisch alles unlösbar mit- und untereinander. Von Buntmetallen bis zu gehärteten Kunststoffen. Von Bakelit bis zu Porzellan. Die Festigkeit der Klebung beträgt max. 300 kg pro cm². Ein Plus um die verschiedensten Werkstoffe bombenfest zu verbinden.

UHU-Werk H. u. M. Fischer,
758 Bühl (Baden)

UHU plus®

TOPP

Der Rechenverstärker ist auch unter dem Namen Operationsverstärker bekannt (eine Übersetzung des englischen Wortes „operational amplifier"). Das weist darauf hin, daß der ursprünglich als Präzisionsverstärker in Analogrechnern zur Durchführung von Rechenoperationen verwendet wurde. Inzwischen hat der Rechenverstärker — bestückt mit Transistoren — auch Eingang in andere Anwendungsgebiete gefunden. Er ist zu einem viel verwendeten Bauteil elektronischer Geräte geworden.

Dieses Buch zeigt nach einem Abriß der wichtigsten Eigenschaften eine Auswahl von Schaltungen, die für die Verwendung von Rechenverstärkern kennzeichnend sind. Für den Leser, der sich praktisch mit Rechenverstärkerschaltungen vertraut machen möchte, sind Vorschläge für die Bauelementedimensionierung angegeben.